radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung: Anschluß eines Kristallmikrofons an Transistorverstärker

PREIS 2,00 MDN · 13. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
SEPTEMBER 1964
18



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN
VT

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 546

Was wir könnten, wenn ... Teil 3: VEB Stern-Radio Berlin könnte zügig produzieren 547

Dipl.-Ing. G. Steinke
Neuentwicklungen für die Rundfunkstereofonie Teil 3 und Schluß 549

Dr. rer. nat. D. Garte
Gleichspannungsverstärker mit geringem Störpegel und großer Bandbreite 551

A. Tewes
Informationsverarbeitende Maschinen 555

F. Buckbesch
Eine Phasenschieberanordnung hoher Amplitudenkonstanz 556

Thermische Anwendungen des LASER 558

K. Sturm
Röhreninformationen 5 Kaltkatoden-Relaisröhren Z 860 X, Z 861 X, Z 862 E 559

Aus der Reparaturpraxis 561

Dipl.-Ing. Eberhard Loritz und Dipl.-Ing. Ernst Balfanz
Dimensionierung der Horizontalendstufe im Fernsehempfänger Teil 2 und Schluß 563

Eberhard Müller
Fernsehempfang mit defekter Bildröhre 565

Fritz Schlössner
Netzgerät mit stufenlos regelbarer Ausgangsspannung 567

Günter Reißmüller
Halbleiterbestückter Samplingvorsatz für Oszillografen Teil 2 und Schluß 568

Ing. Ingrid Borkmann
Bauanleitung: Anschluß eines Kristallmikrofons an Transistor-Verstärker 572

Ing. Edmund König
Drei einfache bewährte Schaltungen der Elektroakustik 574

Heimbandgerät BG 26 - Luxus 575

OBSAH

Oznámení a zprávy 546

Co by bylo možné, kdyby ... VEB Stern-Radio Berlin by mohl plynule vyrábět 547

Dipl.-Ing. G. Steinke
Novinky rozhlasové stereofonie, díl třetí a závěr 549

RNDr. D. Garte
Stejnosměrný zesilovač s nízkou úrovní rušení a velkou šířkou pásma 551

A. Tewes
Stroje na zpracování informací 555

F. Buckbesch
Měnič fáze s vysokou stálostí amplitudy 556

Tepelné aplikace laseru 558

K. Sturm
Informace o elektronkách (5) Spínací výbojky se studenou katodou Z 860 X, Z 861 X, Z 862 E 559

Z opravářské praxe 561

Dipl.-Ing. Eberhard Loritz a Dipl.-Ing. Ernst Balfanz
Dimenzování koncového stupně řádkového rozkladu televizoru, díl druhý a závěr 563

Eberhard Müller
Příjem televize s poškozenou obrazovkou 565

Fritz Schlössner
Síťový zdroj s plynule řiditelným výstupním napětím 567

Günter Reißmüller
Polovodičovými stavebními prvky osazený stroboskopický doplněk pro oscilografy, díl druhý a závěr 568

Ing. Ingrid Borkmann
Stavební návod: připojení krystalového mikrofonu k tranzistorovému zesilovači 572

Ing. Edmund König
Tři jednoduchá osvědčená zapojení z oboru elektroakustiky 574

Magnetofon BG 26 — Luxus 575

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 546

Что могли бы, если бы ... Народное предприятие „Штерн-радио Берлин" могло бы плавно работать 547

Диплом-инж. Г. Штейнке
Новая техника в стереофоническом радиовещании, ч. 3-я и окончание 549

Д-р Д. Гарте
Усилитель постоянного напряжения с низким уровнем помех и широким диапазоном работы 551

А. Тевес
Машины, перерабатывающие информацию 555

Ф. Букбеш
Фазовращатель высокого постоянства амплитуд 556

Термические применения лазера 558

К. Штурм
Информация об электровакуумных приборах (5) Релейные лампы с холодными катодами Z 860 X, Z 861 X, Z 862 E 559

Из работы ремонтных мастерских 561

Диплом-инж. Эбергард Лориц и диплом-инж. Эрнст Бальфанс
Расчет выходного каскада блока строчной развертки в телевизорах, ч. 2-я и окончание 563

Эбергард Мюллер
Телевизионный прием с неисправным кинескопом 565

Фриц Шлёснер
Блок питания с плавно регулируемым выходным напряжением 567

Гюнтер Рейсмюллер
Полупроводниковая приставка сэмплирования для осциллографов, ч. 2-я и окончание 568

Инж. Ингрид Боркман
Для радиолюбителя: Присоединение пьезоэлектрического микрофона к транзисторному усилителю 572

Инж. Эдмунд Кёниг
Три простые электроакустические схемы, оправдавшие себя на практике 574

Любительский магнитофон BG 26-Luxus 575

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik.

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,–MDN

Redaktionsausschuß:

Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shuidan P. O. B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 546

What We Would Be Able to Do if ... VEB Stern-Radio Berlin Could Produce without Interruption 547

Dipl.-Ing. G. Steinke
New Developments of H. F. Stereophony Part 3 and Conclusion 549

Dr. rer. nat. D. Garte
Direct-Coupled Amplifier with Low Noise Level and Large Bandwidth 551

A. Tewes
Information Processing Machines 555

Fred Buckbesch
Phase-Shifting Arrangement of High Amplitude Constancy 556

Thermal Applications of the Laser 558

K. Sturm
Vacuum-Tube Informations 5 Cold-Cathode Relay Tubes Z 860 X, Z 861 X, Z 862 E 559

Repair Practice 561

Dipl.-Ing. Eberhard Loritz and Dipl.-Ing. Ernst Balfanz
The Dimensioning of the Horizontal Output Stage in the Television Receiver Part 2 and Conclusion 563

Eberhard Müller
Television Reception with Defective Picture Tube 565

Fritz Schlössner
Mains Set With Continuously Adjustable Output Voltage 567

Günter Reißmüller
Sampling Attachment for Oscillographs Equipped with Semiconductors Part 2 and Conclusion 568

Ing. Ingrid Borkmann
Instruction for the Home Construction of a Connection between Crystal Microphone and Transistor Amplifier 572

Ing. Edmund König
Three Simple, Reliable Circuits of Electroacoustics 574

BG 26 Home Tape Recorder "de Luxe" 575



Titelbild:

Gerätegestell und Antenne eines 10-cm-Radiometers für die Solarforschung im Heinrich-Hertz-Institut

Foto: H. Blunck

UNSERE LESER SCHREIBEN

... Da wir von unserem Betrieb aus Veranstaltungen „beschallen", ist es manchmal nötig, ein drahtloses Mikrofon einzusetzen. Nun las ich Ihren Bericht über den Tunneldioden-Sender in „radio und fernsehen" im Heft 13. Leider ist es mir nicht gelungen, eine Tunneldiode zu bekommen. Möchte nun anfragen, ob Sie mir nicht helfen können bei der Beschaffung einer Tunneldiode ... *B. H., Halle/S.*

Abgesehen davon, daß wir bei der Beschaffung einzelner Bauelemente grundsätzlich nicht behilflich sein können, wie wir schon mehrfach an dieser Stelle betont haben — aus dem zitierten Beitrag ist außerdem klar ersichtlich, daß es sich hier um ein Versuchsmuster unter Verwendung von Tunneldioden handelte, die (als Labormuster für Versuchszwecke) vom VEB Werk für Fernsehelektronik einmalig in sehr geringer Stückzahl gefertigt wurden. Eine Serienproduktion ist vorläufig noch nicht beabsichtigt, Tunneldioden werden also im Handel vorläufig leider noch nicht zu haben sein. Der Beitrag war demzufolge keine Bauanleitung, sondern hatte die Aufgabe, zur Orientierung für die Fachwelt einige erste praktische Erfahrungen mit diesem neuartigen Bauelement bekanntzugeben. Der Beitrag zeigt aber auch, daß es noch verfrüht ist, Tunneldiodensender für drahtlose Mikrofone als ausgereif' und praktisch voll einsatzfähig anzusehen. Heute dominiert für das drahtlose Mikrofon nach wie vor noch der Transistorsender — daß die Tunneldiode ihn eines Tages verdrängen wird, ist durchaus denkbar, aber heute noch nicht mit Sicherheit zu sagen.
Bei dieser Gelegenheit eine Bitte an unsere Leser: Wenn Sie uns schreiben, vergessen Sie bitte nicht, Ihren vollständigen Absender auch auf dem Briefkopf (nicht nur auf dem Umschlag!) anzugeben. Ihnen, Herr Heinrich, konnten wir aus eben diesem Grunde leider nicht direkt antworten — und veröffentlichen können wir aus Platzgründen auch nur ganz wenige Zuschriften!

*

Ich habe ein Radiogerät, das nach Angaben des Prospektes max. 2,5 W Sprechleistung liefert. Als Zweitlautsprecher möchte ich gern einen Typ anschließen, von dem ich weiß, daß er etwa 4 W hat. Wird dadurch das Gerät nicht überlastet, auch wenn ich den eingebauten Lautsprecher weiter betreibe? *B. L., Pirna*

Ihre Befürchtungen sind glücklicherweise gegenstandslos. Sie können jeden Lautsprecher mit einer kleineren Sprechleistung betreiben als die maximal für ihn zulässige. Deshalb ist auch der Betrieb mehrerer parallelgeschalteter Lautsprecher durchaus möglich; die Sprechleistung verteilt sich dann auf die einzelnen Lautsprechertypen. Natürlich muß die Anpassung der Lautsprecher an die Tonfrequenzquelle — in Ihrem Fall an den Rundfunkempfänger — stimmen.

*

Kann ich einen Transistor-Verstärker hinter einen UKW-Einbausuper anschließen? Der UKW-Einbausuper enthält keinen NF-Teil. *K. M., Brandenburg*

Die Antwort ist ja — Sie müssen aber beachten, daß der Ausgang des UKW-Einbausupers i. a. für den Anschluß hochohmiger Verstärkereingänge (0,5 ··· 1 MΩ) bestimmt ist. Transistorisierte Verstärker besitzen jedoch meist einen wesentlich kleineren Eingangswiderstand. Zweckmäßig ist die Schaltung einer Kollektorstufe vor die erste Transistorverstärkerstufe, denn die Kollektorstufe hat einen großen Eingangswiderstand. Eventuell kann im UKW-Einbausuper auch eine Anodenbasisstufe zwischen Verhältnisgleichrichter und Ausgang geschaltet werden; Anodenbasisstufen haben einen niederohmigen Ausgangswiderstand. Voraussetzung ist allerdings, daß der Netzteil für die zusätzliche Versorgung der AB-Stufe noch ausreicht und daß der Eingang des Verstärkers nicht zu niederohmig ist (einige kΩ ··· einige 10 kΩ).

*

Beim Ersatz einer EZ 80 durch einen Selengleichrichter passierte es, daß die Sicherung nach dem Einschalten durchbrannte. Nach der Ursache suchend, stellte ich fest, daß der Ladeelko durchgeschlagen war. Ich brachte dies nicht in Zusammenhang mit dem Austausch der Gleichrichter und ersetzte auch den Elko. Aber auch der neue Elko schlug nach einiger Zeit wieder durch. Kann dies mit dem Selengleichrichter zusammenhängen, bzw. können Sie mir eine Erklärung dafür geben? *B. L., Magdeburg*

Die Gleichrichterröhre EZ 80 hat eine indirekt geheizte Katode, d. h., liefert erst (den vollen) Strom, wenn auch die anderen Elektronenröhren des Gerätes „aufgeheizt" sind. Dagegen richtet eine direkt geheizte Gleichrichterröhre oder ein Halbleitergleichrichter (Selen-, Germanium- oder Siliziumgleichrichter) sofort nach dem Einschalten die Wechselspannung gleich. Die Elektronenröhren benötigen aber eine kurze Anheizzeit, und während dieser Anheizzeit „ziehen" sie keinen Strom. Dadurch nimmt die gleichgerichtete Spannung annähernd den Wert des Spitzenwertes der Wechselspannung an. Diese große Spannung geht zwar sofort nach der Erwärmung der Röhrenkatoden auf das Maß der normalen Gleichspannung zurück. Die kurze Zeit der Überspannung kann jedoch — wie offenbar in Ihrem Gerät — dazu ausreichen, den Ladeelko zu töten. Falls es sich um einen 350-V-Elko handelt, raten wir Ihnen, ihn durch einen 500-V-Typ der gleichen Kapazität zu ersetzen. Dieser schlägt dann bestimmt nicht durch!

*

Welchen Äquivalenztypen entsprechen die sowjetischen Elektronenröhren 6 K 3 und 6 B 2 P sowie der sowjetische Transistor P 403? *K. M., Berlin O 112*

Die sowjetische Röhre 6 K 3 entspricht der 6 SK 7, die Jahre hindurch vom jetzigen VEB Werk für Fernsehelektronik hergestellt wurde und vermutlich noch im Handel erhältlich ist. Die Röhre 6 B 2 P hat keinen Äquivalenztyp. Ihre Daten entsprechen etwa der EBF 80, jedoch hat die sowjetische Röhre nur eine Diode, während die EBF 80 eine Doppeldiode enthält. Dadurch muß auch ihre Sockelschaltung verschieden sein. Auch der Transistor P 403 hat keinen Äquivalenztyp in der DDR, er kann jedoch ohne Mühe durch einen GF 122 aus dem Halbleiterwerk Frankfurt/Oder ersetzt werden.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Bauanleitung für einen einfachen Prüfoszillator
- Eine Fahrt mit der „Warnemünde"
- TV-Empfänger „Sibylle"
- Ein parametrischer Bandfilterverstärker für 775 MHz
- UKW-Transistorkofferempfänger R 110
- Vom Tbk-Patienten zum Funkmechaniker

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Zwei neue Fernsehkanalumsetzer** wurden am 6. bzw. 7. August in Betrieb genommen. Und zwar

1. in Rothenburg (Bez. Halle). Sendefrequenz: Kanal 9; Polarisation der Sendeantenne: horizontal
2. in Gefell (Bez. Gera). Sendefrequenz: Kanal 8; Polarisation der Sendeantenne: vertikal

▼ **Eine Mikrolampe** speziell für elektronische Datenverarbeitungsanlagen wurde in der UdSSR entwickelt. Die Mikrolampen, die mühelos durch ein Nadelöhr gezogen werden könnten, geben ein relativ intensives Licht ab, obwohl ihre Leistung weniger als 1 W beträgt.

▼ **Ein Elektronenansatzgerät zur Steuerung eines Apparates für künstliche Atmung** ist imstande, die Rolle eines verantwortlichen Assistenten des Chirurgen bei Operationen mit ausgeschalteter Lunge zu übernehmen. Dieses sowjetische Elektronengerät analysiert ständig den Kohlensäuregehalt im Blut des Patienten und erteilt dem Apparat „Befehle", die Beatmung des Organismus je nach Bedarf zu verstärken oder zu verringern.

▼ **Ein neues meteorologisches Laser-Beobachtungsgerät** wird gegenwärtig in den USA erprobt. Es wird mit „Lidar" bezeichnet, eine Zusammenziehung der Worte „light" und „radar".

▼ **Eine Richtfunkverbindungsstrecke** wird gegenwärtig entlang der 2100 km langen Ferngasleitung Buchara – Ural, der längsten Gasleitung der Welt, angelegt. Der erste von 50 Türmen für die Richtfunkstrecke wurde in der Wüste Kysyl-Kum bereits montiert. Die Richtfunkstrecke, die mit funktechnischen Geräten aus Ungarn ausgerüstet wird, bietet die Möglichkeit, Angaben über Druck und Temperatur des Gases in der Leitung und andere Informationen an die Dispatcherzentrale in Swerdlowsk zu übermitteln.

▼ **Ein Sprechgerät für Sporttaucher** wurde von Mitarbeitern der Universität Birmingham entwickelt. Es gestattet mit Hilfe von Ultraschallwellen eine Verständigung mit einem Boot oder untereinander bis zu einer Entfernung von etwa 1,6 km.

▼ **Eine erste gemeinsame Beratung** der beiden europäischen Rundfunk- und Fernsehorganisationen, OIRT und UER, fand in Helsinki statt. Die Konferenz befaßte sich vornehmlich mit den Möglichkeiten der Zusammenarbeit auf dem Gebiet des Fernsehens. Unter anderem wurde ein regelmäßiger Bildnachrichtenaustausch zwischen INTERVISION und EUROVISION beschlossen. Außerdem wurde vereinbart, in späteren Beratungen die Zusammenarbeit auf dem Gebiet der Sportberichterstattung, des Austausches von kulturellen Programmen und der Entwicklung des Farbfernsehens vorzubereiten.

▼ Für **Musiktheater in Vilnius und Riga (UdSSR)** liefert das tschechoslowakische Außenhandelsunternehmen KOVO Regietische, Stereotonbandgeräte, Stereoplattenspieler, leistungsfähige Verstärker, Kondensatormikrofone, Lautsprechersysteme, Effektlautsprecher und Bühnenbeleuchtung.

▼ **Transistoren in der Schaltungstechnik** ist das Thema einer Fachtagung, die der Fachverband Elektrotechnik der KDT, Bezirk Gera, am 19. und 20. November 1964 in Weimar veranstaltet. Das ausführliche Programm wird noch bekanntgegeben. Nähere Auskünfte erteilt die KDT, Bezirk Gera, Jena, Markt 22.

▼ **Berichtigung:** Im Heft 15 (1964) S. 471 wurde für T_4 im Bild 3 statt eines OC 870, wie irrtümlich angegeben, ein OC 77 verwendet.

Einrichtung zum berührungslosen Messen von Drahtstärken

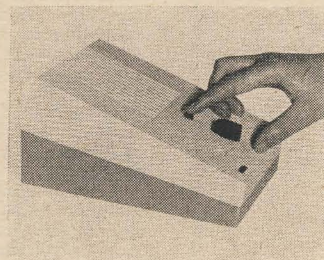
Grundig entwickelte eine elektronische Anlage zur berührungslosen Messung drahtförmigen Materials jeglicher Art im Bereich von 5 bis 20 mm Stärke. Die Meßgenauigkeit der Einrichtung ist etwa ± 1%. Die zulässige Fortbewegungsgeschwindigkeit des drahtförmigen Meßobjektes senkrecht zur Meßrichtung hängt bei der festen Meßfolgefrequenz von 200 Hz praktisch nur von der gewünschten Anzahl der Messungen je laufenden Meter ab. Dabei bleiben Lageveränderungen des Meßgutes senkrecht zur Fortbewegungsrichtung bis zu 5 mm ohne Einfluß auf das Meßergebnis.
Das durch eine Gegenlichtquelle beleuchtete Meßobjekt wird von einem Meßkopf fotoelektrisch abgetastet, wobei der Abstand zwischen Meßgut und Meßkopf je nach Wahl des austauschbaren Objektivs 1,5 bis 3 m betragen kann. Der Meßkopf mit den Abmessungen 60 × 30 × 30 cm arbeitet nach einem fernsehtechnischen Abtastverfahren mit Signalerzeugung durch Sekundärelektronen-Vervielfacher. Das so gewonnene elektrische Signal wird zusammen mit einem gleichfalls im Meßkopf erzeugten Triggersignal zu dem getrennt von der Meßstelle aufstellbaren Auswerteschrank mit den Abmessungen 66 × 162 × 64 cm geleitet. Der Schrank ist in Einschubbauweise ausgeführt und enthält unter anderem ein Digital-Voltmeter, auf dessen Anzeigefeld das Meßresultat in helleuchtenden Ziffern abgelesen werden kann. Der Anschluß analog anzeigender Instrumente ist ebenfalls möglich, ebenso die Registrierung der Meßwerte über Drucker oder Streifenlocher. Weiter ist die Fernübertragung der Meßwerte auf digitaler Basis zu getrennten Anzeigeeinheiten durchführbar. Für die laufende Kontrolle der vom Meßkopf ausgehenden Impulse sowie auch für Wartungszwecke kann der Auswerteschrank mit einem zusätzlichen Spezialeinschub mit Meßoszillograf ausgestattet werden.

OC 883 — GF 130

Aus einem Briefwechsel zwischen dem Direktor für Beschaffung und Absatz der VVB Bauelemente und Vakuumtechnik, Herrn Dr. Schneider, und unserer Redaktion ergab sich, daß – im Gegensatz zu unserer vom Institut für Halbleitertechnik vorbereiteten Veröffentlichung in radio und fernsehen 13 (1964) H. 6, S. 167/168 – die Transistoren OC 883 und GF 130 nicht identisch sind. Der GF 130 stellt vielmehr eine Verbesserung des OC 883 dar, der seit dem I. Quartal 1964 nicht mehr gefertigt wird. Die Daten des GF 130 wurden in radio und fernsehen 13 (1964) H. 8 S. 241/242 veröffentlicht.

Wechselsprechanlage zum Selbstbauen

In Form eines elektronischen Baukastens wird vom VEB Funkwerk Dresden für 175 MDN eine Wechselsprechanlage zum Selbstbauen angeboten (s. Bild). Die Anlage, die aus vorgefertigten Baugruppen leicht zu montieren ist, wird von zwei Taschenlampenbatterien gespeist und gestattet drahtgebundene Sprechverbindungen bis auf eine Entfernung von maximal 200 m. Über den vielseitigen Einsatz dieser transistorbestückten Wechselsprechanlage informiert ein vom VEB Funkwerk Dresden herausgegebener Prospekt.



„Elektroakustik"

Unter diesem Titel veranstaltet die KDT, FA 20, mit Unterstützung des RFZ Berlin eine Fachtagung, auf der in- und ausländische Fachexperten über ihr Arbeitsgebiet referieren. Diese Fachtagung, die zugleich die erste dieser Art in der DDR ist, findet am 21. und 22. Oktober 1964 im Hause des Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamtes, Berlin-Adlershof, Agastraße, statt. Sie soll umfassend über den neuesten Stand der Elektroakustik informieren.

Folgende Themen stehen auf dem Programm:

Übersichtsvortrag über Entwicklungstendenzen in der modernen Elektroakustik
Intensitäts- oder Phasenstereofonie
Das monofone und stereofone Schallfeld am Ort des Hörers bei mittleren Frequenzen
Stereofonie (mit Vorführung einer Versuchssendung)
Ambiofonie (mit Vorführungen)
Lärmmessung und Lärmaufzeichnung
Lautstärkeuntersuchungen
Neue Amplitudenstatistik
Über die Eigenschaften eines neuentwickelten Kondensator-Meßmikrofons
Die Störung des Schallfeldes in der Umgebung von starren Hindernissen verschiedener Form
Untersuchungen zur Konstruktion wirksamer Mikrofon-Windschutzstärke
Neuerungen bei Lautsprechern
Untersuchungen zur Aufzeichnung mit Wechselfeldvormagnetisierung
Klärung des Aufzeichnungsvorganges in der Magnettontechnik mit Hilfe des PREISACH-Modells
Bemerkungen zum Aufzeichnungsvorgang der Magnetbandspeichertechnik
Dynamikerweiterung beim Magnetbandgerät durch elektronische Mittel
Ein spaltloser Wiedergabekopf der dynamischen Magnetspeichertechnik
Einige Probleme des Aussteuerungsmessers
Eine Methode zur Aufzeichnung der Induktionsverteilung und der Kraftfunktion bei elektro-dynamischem Wandkern
Transistorisierte Verstärker für Studiotonbandgeräte

Außerdem werden beschrieben:

der Präzisions-Impuls-Schallpegelmesser PSI 101,
der Geräuschspannungsmesser GSM 2,
die Studioabhöreinrichtung Z 131 sowie
das Antriebssystem des Magnetbandgeräts R 700.

Isolierte Montage von Leistungstransistoren

Für die isolierte Montage von Leistungstransistoren wurden bisher Glimmerplättchen von etwa 0,05 mm Stärke verwendet. Neuerdings liefert die westdeutsche Firma Standard Elektrik Lorenz für die Silizium-Hochfrequenzleistungstransistoren der Reihe BLY 10–12 schwarz eloxierte Aluminiumscheiben, wenn das elektrisch mit dem Kollektor verbundene Transistorgehäuse von der Kühl- oder Chassisfläche isoliert werden soll. Die genannten Transistortypen besitzen eine maximale Kollektorspannung bis zu 60 V. Diese technologische Weiterentwicklung ist auch für uns interessant, da auch wir uns in der Lage befinden, Glimmer einführen zu müssen.

„gedruckte" Telefone aus Radom

Ein neues Modell eines Telefonapparates vom Typ OB-641 mit einer gedruckten Schaltung wird noch Mitte dieses Jahres die Fließbänder des Werkes für Teletechnische Einrichtungen in Radom verlassen. Der durch die Neukonstruktion wesentlich verkleinerte Apparat wiegt nur 1,35 kp. Das Gewicht des vergleichbaren Geräts vom Typ W-55 der westdeutschen Firma Siemens beträgt 1,85 kp. Die Apparate aus Radom besitzen zudem gute akustische Eigenschaften und sind formschön gestaltet. Bis Ende des Jahres wird das Radomer Werk 10 000 Exemplare des neuen Geräts herstellen. Nach der Aufnahme der Serienproduktion im kommenden Jahr wird der Betrieb 50 Arbeitskräfte für andere Aufgaben freistellen können.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 2. SEPTEMBERHEFT **18** 1964

Was wir könnten, wenn ...

... unserer Geräteindustrie Bauelemente hoher Qualität in hinreichender Anzahl zur Verfügung stehen würden

Teil 3: VEB Stern-Radio Berlin könnte zügig produzieren

Im VEB Stern-Radio Berlin wurde eine wichtige Schlußfolgerung aus dem V. Plenum des ZK der SED gezogen: In diesem Werk findet eine ständige Ausstellung im Kulturhaus statt, in der die von ihm hergestellten Produkte und die von ihm benutzten Bauelemente mit dem uns bekannten höchsten Stand der Technik nach technischen, technologischen und ökonomischen Gesichtspunkten (Kosten- und Preisvergleiche!) verglichen werden. Unsere Bilder sind dieser Ausstellung entnommen. Mit einigen Ausnahmen — zu denen der im Bild 1 gezeigte Drucktastenschaltervergleich gehört — sind die Unterschiede keineswegs entscheidend. Gewiß, die schutzisolierten Widerstände aus Japan und Italien (Bild 2) sind vorteilhafter als unsere, aber es scheint uns durchaus innerhalb des wissenschaftlichen und technischen Potentials der Industrie unserer Republik zu liegen, auch diese Stufe zu erreichen. Das gleiche gilt von den Elektrolytkondensatoren (Bild 3) und den Bandfilter-Topfkernen (Bilder 4 u. 5). Allerdings sind alle diese Probleme nur durch eine sehr zielstrebige Zusammenarbeit zwischen der chemischen Industrie und der elektronischen Bauelemente-Industrie zu lösen, wie an dieser Stelle schon mehrmals betont wurde.

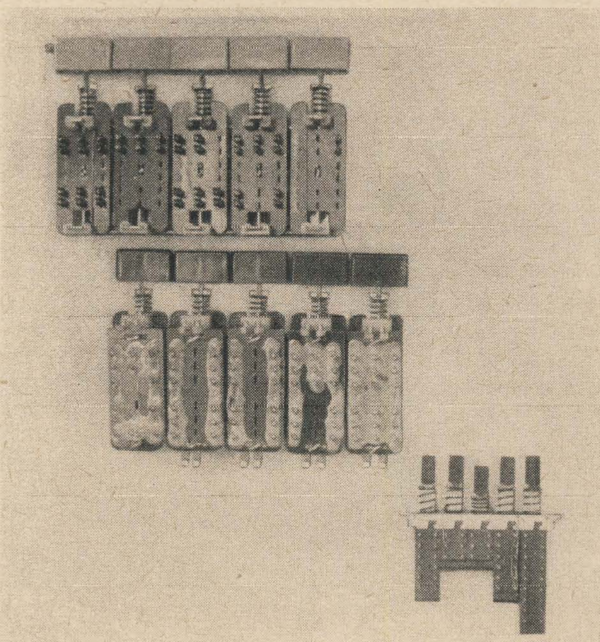


Bild 1: Drucktastenschalter — Weltstandvergleich. Von oben nach unten: Schalter des VEB Elektrotechnik Eisenach für Stern 4 und R 110, ein französischer Drucktastenschalter

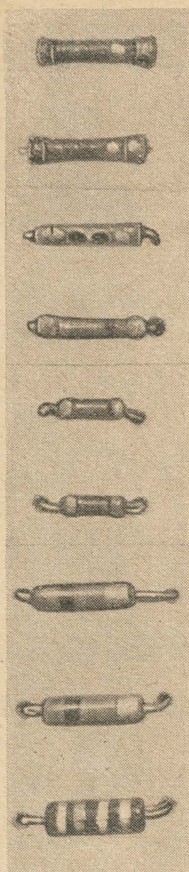
Es geht uns also nicht um diese Bauelemente; es geht uns diesmal auch nicht um die HF- und UKW-Transistoren, die sich im VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder noch in der Entwicklung bzw. in der Überleitung befinden. Diese Tatsache war bekannt; und wenn sich die VVB Rundfunk und Fernsehen und die Werkleitung des VEB Stern-Radio Berlin trotzdem entschlossen, das Gerät R 110 auf der Herbstmesse 1963 in Leipzig auszustellen und für die Produktion vorzusehen, so mußten sie sich darüber im klaren sein, daß die Fertigung zunächst noch von Importen abhängen würde. Es ist natürlich bedauerlich, daß das HFO noch nicht in der Lage ist, den bereits im Frühjahr 1963 veröffentlichten ZF-Transistor GF 122 (OC 882) in genügenden Stückzahlen und mit einer dem Weltstand entsprechenden Rückwirkungskapazität C_{22e} zu fertigen, so daß dieser Mangel durch kunstreiche Kombinationen mit anderen Transistoren ausgeglichen werden muß (seine anderen Daten entsprechen denen des AF 116 oder übertreffen sie sogar).

Es geht uns darum, daß das HFO offenbar nicht in der Lage ist, seit Jahren in der Produktion befindliche NF- und ZF-Transistoren in hinreichender Qualität zu fertigen und laufend zu liefern, so daß der VEB Stern-Radio Berlin gezwungen ist, ständig Sondermaßnahmen durchzuführen, die eine zügige Fertigung nach modernen technologischen Gesichtspunkten hindern.

NF-Transistoren

Der VEB Stern-Radio Berlin benutzt in den NF-Stufen seiner jetzt sich in Fertigung befindlichen Geräte folgende Transistoren vom HFO:

T 100: 2× GC 116 (OC 816) in Vorstufe und Treiber,
2× GC 121 (OC 821) in der Endstufe (Pärchen)



1/10 W Schichtwiderstände (radial) (DDR)

1/10 W Schichtwiderstände (axial) (DDR)

1/20 W Schichtwiderstände (axial) (ČSSR)

1/10 W Schutzisolierte Widerstände (Japan) (Italien)

Bild 2: Schichtwiderstände aus der DDR, der ČSSR, Japan und Italien zum Vergleich

Mikki: 2× GC 100 (OC 870) in Vorstufe und Treiber
2× GC 121 (Pärchen) in der Endstufe

A 100: 1× GC 116 in der Vorstufe
1× GC 121 als Treiber
2× GD 170 (OC 837) in der Endstufe (Pärchen)

A 110: 2× GC 116 in Vorstufe und Treiber
2× GC 121 (Pärchen) in der Endstufe (Portable)
2× GD 170 (Pärchen) in der Endstufe (Autokassette)

R 110: 1× GC 101 (OC 870 rauscharm) in der Vorstufe
1× GC 116 in der Vorstufe

Selbstverständlich müßten die Toleranzen der Transistor-Parameter so eng sein, daß man die jeweilige Stufe im Gerät mit jedem beliebigen Transistor des vorgesehenen Typs bestücken kann und die für die Stufe vorgesehene Stromverstärkung innerhalb der zugelassenen Toleranzen erhält. Das ist eine selbstverständliche Forderung — aber vom HFO wird sie nicht erfüllt. Die Parameter der im HFO hergestellten Transistoren schwanken derart, daß die Typenbezeichnung der Transistoren fast sinnlos geworden ist oder zumindest für praktische Zwecke (Bestückung) eine völlig ungenügende Aussage enthält. Das gilt insbesondere für die Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung, die bei einzelnen Typen von 20 bis über 80 schwankt, in Stern-Radio Berlin sind sogar schon über 200 gemessen worden. Es ist offensichtlich, daß man bei derartigen Schwankungen der Stromverstärkung nicht einfach — um ein Beispiel zu nennen — zwei beliebig aus der Kiste gegriffene GC 116 in Vorstufe und Treiber eines T 100 einsetzen kann und erwarten darf, daß das Gerät einwandfrei spielt bzw. daß in Vorstufe und Treiber die innerhalb der zugelassenen Toleranz vorgesehene Stromverstärkung stattfindet. Daher werden die HFO-Transistoren eines Typs nach TGL 11054 in vier Verstärkungsgruppen unterteilt (Tabelle 1).

Tabelle 1

Gruppe	Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung
a	20 ··· 32
b	32 ··· 50
c	50 ··· 80
d	über 80

Um die für die jeweilige Stufe im Gerät vorgeschriebene Stromverstärkung innerhalb tragbarer Toleranzen zu erhalten, ist es notwendig, die Transistoren eines Typs nach ihrer Gruppe geeignet zu kombinieren. Das sieht — um bei dem Beispiel des T 100 zu bleiben — folgendermaßen aus (Tabelle 2):

Tabelle 2

Kombination	Treiberstufe Gruppe a	b	c	d	Vorstufe Gruppe a	b	c	d
1	×						×	
2	×							×
3		×				×		
4		×					×	
5		×						×
6			×				×	
7			×			×		
8			×					×

Ein GC 116 Gruppe a in der Treiberstufe darf also nur mit einem GC 116 der Gruppen c und d in der Vorstufe kombiniert werden; ein GC 116 der Verstärkergruppe b in der Treiberstufe darf mit einem GC 116 der Gruppen b, c oder d in der Vorstufe kombiniert werden; ein GC 116 der Stufe c in der Treiberstufe darf überhaupt nur mit einem weiteren GC 116 der Stufe c kombiniert werden usw. In Wirklichkeit ist also der HFO-Transistor GC 116 nicht ein Typ, sondern ein Sammelbegriff für vier

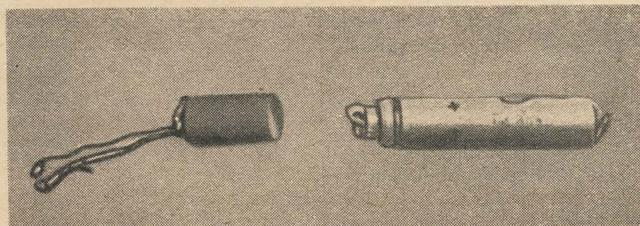


Bild 3: Ein Elko des VEB Kondensatorenwerk Gera (rechts) im Vergleich mit einem japanischen Kondensator gleichen Typs. Daten für den Kondensator aus Gera: 20 μF/3···4 V/6×25 mm; für den japanischen Kondensator: 30 μF/3 V/6×10 mm

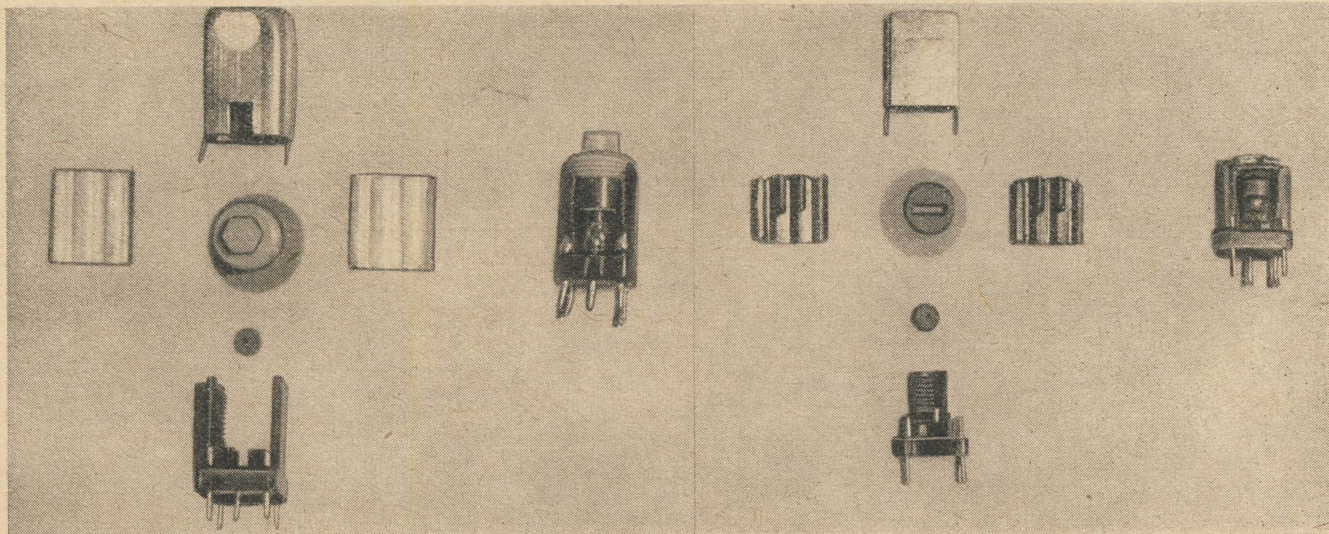


Bild 4: Bandfilter für Kofferempfänger, links DDR, rechts Japan

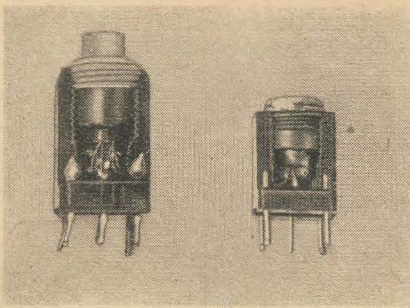


Bild 5 links: Topfkern der DDR mit Polystyrol, rechts: der kleinere japanische Topfkern mit aufgebrachtem Gewinde (er ist nicht unsauber gearbeitet, sondern war mit Wachs gesichert)

Typen! Das gleiche gilt für sämtliche oben genannten NF-Transistoren vom HFO. Ein Typenwirrwarr sondergleichen!
Aber es war noch schlimmer! Da das Halbleiterwerk Frankfurt/Oder den Anfall der Verstärkungsgruppen nicht steuern kann, zwang es bis vor kurzem den VEB Stern-Radio Berlin, die Transistoren in den zufälligen Gruppierungen abzunehmen, in denen sie bei der Produktion im HFO anfielen. Was das für Stern-Radio Berlin bedeutete, kann man sich vorstellen. Wenn z. B. in Frankfurt/Oder nur GC 116 Gruppe a anfiel, stoppte in Berlin die Produktion des T 100 ganz, denn in der Vorstufe ist die Gruppe a überhaupt nicht verwendbar. Solche Fälle hat es gegeben! Die Technologen im VEB Stern-Radio Berlin hatten sich in jedem Fall zu Meistern der Kombinatorik zu entwickeln! Erst seit Ende Juli dieses Jahres wurde das HFO nach langen Verhandlungen — auch vor dem Vertragsgericht — verpflichtet, Bestellungen nach Gruppen anzunehmen und vertraglich zu binden. Dabei werden Transistoren der Gruppe a nicht mehr bestellt.
Die Pärchen der Endstufen müssen vorwiegend den Gruppen c und d entsprechen. Auch sie werden erst jetzt entsprechend vertraglich gebunden und paarweise in diesen Gruppen geliefert. Vorher war es zeitweilig notwendig, sie — besonders hinsichtlich ihrer Gruppenzugehörigkeit — einzeln auszumessen!

ZF-Transistoren

An ZF-Transistoren wird vom VEB Stern-Radio Berlin nur der HFO-Transistor GF 100 (OC 871) für die Geräte T 100, Mikki und A 110 in jeweils zwei ZF-Stufen verwendet. Im Prinzip liegen hier die Dinge genauso wie bei den NF-Transistoren. Die Streubreite der Parameter der vom HFO gelieferten Transistoren ist so groß, daß sie in mindestens zwei Gruppen je Typ unterteilt werden müssen, um durch geeignete Kombination der Gruppen die vorgeschriebene ZF-Verstärkung in den Geräten zu erreichen. HFO liefert die GF 100 jedoch ohne jede Unterteilung. Daher ist Stern-Radio Berlin gezwungen, jede eingehende Sendung GF 100-Transistoren vom HFO hundertprozentig durchzumessen und zu unterteilen. Die Gruppen werden durch Farbpunkte gekennzeichnet.
Damit hat es das Halbleiterwerk Frankfurt/Oder verstanden, die Arbeit seiner End- und Gütekontrolle in die Eingangskontrolle des VEB Stern-Radio Berlin zu verlagern, einschließlich der damit anfallenden Kosten, der Arbeitskräftebindung usw.

Schlußfolgerung

Die ungenügende Beherrschung der Fertigungstechnologie im Halbleiterwerk Frankfurt/Oder selbst bei Transistoren, die sich schon seit Jahren in Produktion befinden, legt seinen Abnehmern unerträgliche technologische und ökonomische Bedingungen auf — wir sind davon überzeugt, daß der VEB Stern-Radio Berlin nicht der einzige Leidtragende ist. Wir würden uns sehr freuen, von der Werkleitung des HFO zu erfahren, wie man sich dort vorstellt, diesen auf die Dauer nicht tolerierbaren Zustand grundsätzlich zu verändern.

Schäffer

Neuentwicklungen für die Rundfunkstereofonie

Teil 3 und Schluß

Dipl.-Ing. G. STEINKE

Mitteilung aus dem Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt Berlin

Zum Stand der Verfahrensuntersuchungen der Hochfrequenzübertragung

Um über einen einzigen Rundfunksender stereofone Signale derart übertragen zu können, daß sie auch mit einkanalig arbeitenden Empfängern in befriedigender Weise wiedergegeben werden können, überträgt man bekanntlich die Summe der beiden Stereo-Signale Links und Rechts (L + R = M, technische Kompatibilität), und für die stereofone Wiedergabe zusätzlich noch die Differenz der beiden Signale (L — R). Durch nochmalige Summen- und Differenzbildung im Stereo-Empfänger können die ursprünglichen Stereosignale L und R wiedergewonnen werden.
Es hat sich gezeigt, daß von den etwa 25 möglichen Senderverfahren ein Modulationsverfahren mit amplitudenmodulierten Hilfsträger die Bedingungen hinsichtlich des Versorgungsbereiches, Störbedingungen usw. am besten erfüllt.
Es wurden im RFZ auch das sogenannte Puls-Amplituden-Modulationsverfahren ebenso wie das in der UdSSR entwickelte Polarmodulationsverfahren untersucht [6].
Von den erwähnten Verfahren mit amplitudenmoduliertem Hilfsträger bewährte sich dasjenige am besten, das als „Pilot-Verfahren" bezeichnet wird. Hierbei werden auf der Senderseite aus den beiden Stereosignalen L und R nach der üblichen Preemphasis die Summe und Differenz gebildet. Das Summensignal moduliert direkt den UKW-Sender, während das Differenzsignal vorher verschlüsselt (codiert) wird. Dazu wird ein Hilfsträger von 38 kHz mit dem Differenzsignal in der Amplitude moduliert. Diesen Hilfsträger bildet man durch Frequenzverdopplung aus einem 19-kHz-Piloten. Beim Modulationsvorgang wird dann der 38-kHz-Träger selbst unterdrückt, um den verfügbaren Modulationshub durch die eigentlichen Nutzsignale, das Summensignal und das codierte Differenzsignal zu 90% ausnutzen zu können. Um auf der Empfängerseite für die Gleichrichtung des Differenzsignals den 38-kHz-Träger wieder gewinnen zu können, wird dem Sendersignal ein geringer Anteil (etwa 10% des maximalen Hubes) des 19-kHz-Piloten zugesetzt. Anwendung findet dieses Verfahren im UKW-Bereich, denn nur in diesem ist die Wiedergabegüte so hoch, daß es sich lohnt, sie durch stereofone Übertragung zu verbessern.
Die fehlende internationale Normung verhinderte bisher die allgemeine Einführung des Verfahrens, das z. Z. nur in den USA, in Japan, in den Niederlanden, England, der Bundesrepublik u. a. in regulären Rundfunkprogrammen benutzt wird. Bis zu einer internationalen Einigung (etwa 1966/67) sollen aber durch weitere Versuchssendungen Erfahrungen mit diesem bzw. auch mit anderen Verfahren gewonnen werden.
Bisherige Sendeversuche des RFZ mit dem Pilotverfahren, wie sie in einer Pressekonferenz sowie anläßlich der Ausstellung „40 Jahre Rundfunk in Deutschland" im Postmuseum gezeigt wurden, verliefen sehr erfolgreich.
Mit dem gleichen Verfahren erfolgte die Vorführung der Stereo-Rundfunkempfänger der VVB Rundfunk und Fernsehen im Städtischen Kaufhaus anläßlich der Leipziger Frühjahrsmesse 1964.

Entwicklungen für die HF-Stereotechnik

Stereo-Senderzusatzgerät HX 170

Zur Aufbereitung zweier Stereosignale zu einem komplexen, sendefähigen Modulationssignal (Multiplexsignal) wurde im RFZ ein Coder entwickelt, der für verschiedene Ver-

fahren einstellbar ist, vorzugsweise für das erwähnte Pilotverfahren. Das im Bild 12 gezeigte Gerät HX 170 enthält den eigentlichen Stereo-Coder HX 171 zur Aufbereitung der Stereosignale sowie den Kontrolldecoder HX 172 zur Überwachung des Coders, wobei das Multiplexsignal wieder in seine Stereo-Komponenten zerlegt wird.

Außerdem ist ein Hilfsträger-Generator HH 170 vorhanden, der die Hilfsträger-Frequenz 38 kHz und die Pilotfrequenz 19 kHz für das Multiplexsignal erzeugt.

Das Senderzusatzgerät enthält noch ein Schaltfeld (HS 170), das die Umschaltung von Monosendung auf Stereosendung übernimmt, ferner ein Netzgerät und einen Einschuboszillograf. Das Stereosenderzusatzgerät kann als selbständige Einheit, z. B. bei Versuchssendungen, neben dem vorgesehenen UKW-Sender aufgebaut werden. In der endgültigen Ausführung werden die einzelnen Einschübe jedoch nur Bestandteile eines kompletten Stereo-Modulationsübergabegestells bilden, das auch die Leitungsübergabeverstärker, Begrenzer usw. sowie die notwendigen Schalteinrichtungen, einschließlich Fernwirkgerät enthalten wird. Im Rahmen der Versorgung der einzelnen Funksendestellen durch Richtfunkstrecken werden dann auch für das Stereoprogramm die Übergabeeinrichtungen aufgebaut. Da die technischen Daten des Stereo-Senderzusatzgerätes den in den internationalen Gremien vorgeschlagenen Werten für das Pilotverfahren entsprechen (soweit bisher darüber Einigung erfolgte), kann an dieser Stelle von einer detaillierten Beschreibung abgesehen werden.

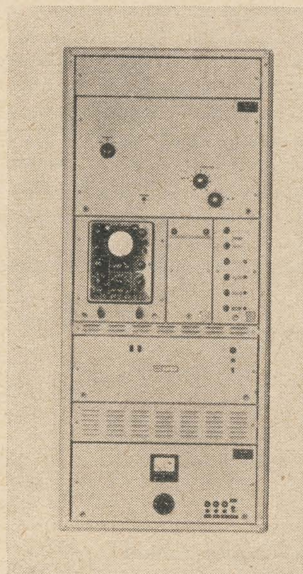


Bild 12: Stereo-Senderzusatzgerät HX 170

Stereo-Kontrollempfänger (NF-Stereo-Empfänger) E 50

Zur Überwachung der Stereo-Sendeversuche im Laboratorium bzw. im Funkhaus wurde ein hochwertiger Empfänger entwickelt, mit dem, in Verbindung mit dem Stereodecoder X 50 oder auch mit den von der Rundfunkempfängerindustrie hergestellten Decodern, die Stereo-Meßsignale bzw. Musikprogramme empfangen werden können. Die Forderungen nach großer Breitbandigkeit (etwa 250 kHz) und dennoch ausreichender Empfindlichkeit, hoher Gruppenlaufzeitkonstanz, besonders gute Begrenzereigenschaften mit geringer Phasenmodulation, geringem Klirrfaktor des demodulierten Nutzsignals und möglichst großem Fremdspannungsabstand führte, nach relativ kurzer Entwicklungszeit, zu dem im Bild 13 gezeigten Gerät (mittlerer Einschub der kompletten Empfangseinrichtung).

Es enthält u. a. den Standard-UKW-Tuner mit kapazitiver Abstimmung des Zentrallabors für Rundfunk und Fernsehen (ZRF) Dresden, zwei ZF-Verstärkerstufen mit einem Zweikreis- und einem Vierkreisfilter, vier Begrenzerstufen mit Einzelkreisen und einen Diskriminator mit Kristalldioden. Das Multiplexsignal kann auf den externen Decoder X 50 oder auf einen internen Stereo-Decoder des ZRF Dresden umgeschaltet werden. Ein eingebauter Zweikanal-NF-Verstärker liefert bei Verwendung des internen Decoders den erforderlichen + 6 dB-Pegel.

Die bei Stereobetrieb notwendige exakte Abstimmung wird durch eine magische Waage EM 83 vereinfacht. Auch der Begrenzungszustand des 1. und 2. Begrenzers, zugleich mit einer Abschätzung des HF-Eingangspegels, kann mit der magischen Waage angezeigt werden. Der 4/4-Normeneinschub (168 mm hoch) besitzt ferner einen elektronisch geregelten Netzteil.

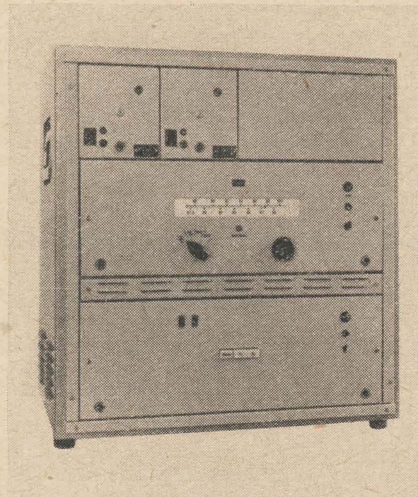


Bild 13: Stereo-Empfangseinrichtung Bestückung: Stereo-Kontrollempfänger E 50 (Mitte), Stereo-Decoder X 50 (unten), Filter zur Unterdrückung der 19-kHz-Pilotfrequenz sowie dazugehörige Entdämpfungsverstärker (oben)

Stereo-Decoder X 50

In Verbindung mit dem Stereo-Empfänger E 50 liefert dieser Decoder die resultierenden Stereo-Signale wieder in der für die Studiopraxis notwendigen Qualität. Das Gerät besitzt daher außer hoher Übersprechdämpfung auch gute zeitliche Konstanz, sehr kleinen Klirrfaktor und einen großen Fremdspannungsabstand, was besonders für die vorgesehenen Messungen und Untersuchungen zur Eignung des HF-Verfahrens von Bedeutung ist. Besonders sorgfältig wurde daher die Hilfsträgeraufbereitung und der Multiplexsignalverstärker einschließlich Ringmodulator und das mit diesem verbundene Dematrizierungsnetzwerk ausgelegt. Außer Links/Rechtssignalen können auch zwei getrennte Programme entnommen werden. Der Ausgang beträgt durch eingebaute NF-Endstufen wie üblich + 6 dB mit $\leqq 30\ \Omega$.

Der Decoder besitzt auch eine automatische Umschaltvorrichtung, die ihn von Stereobetrieb auf Monobetrieb umschaltet, sobald keine Pilotfrequenz empfangen wird. Umgekehrt erfolgt selbsttätig eine Umschaltung auf Stereobetrieb, wenn die Pilotfrequenz erscheint. Als Schalter sind vorzugsweise Schutzgasrelais eingesetzt, die ihrerseits durch Drucktasten von Hand oder von der genannten Automatik gesteuert werden (unterer Einschub der Empfangseinrichtung gemäß Bild 13).

Schlußbemerkungen

Diese Übersicht sollte zeigen, daß alle erforderlichen Studiogeräte für die NF-Aufnahme- und -Wiedergabetechnik sowie die HF-Sende- und -Empfangseinrichtungen für die Rundfunkstereofonie zur Verfügung stehen. Die Vorbereitungen der Deutschen Post zur Einführung des Stereo-Rundfunks haben damit einen beachtlichen Stand erreicht.

Die Ergebnisse der bevorstehenden internationalen Tagungen — Stereo-Expertenkonferenz der OSS im Dezember 1964 in Prag, der Tagung der Studiengruppe Stereofonie der OIRT im Januar 1965 in Budapest und der Zwischenkonferenz des CCIR im April 1965 in Wien — werden eine definitive Aussage über die Einführung des regulären Stereo-Rundfunkprogramms (im Gegensatz zu den schon jetzt üblichen Versuchssendungen) in der DDR erlauben.

Literatur

[1] Keibs, L.: Möglichkeiten der stereo-ambiofonen Schallübertragung. Acustica 12 (1962) H. 2 S. 118—124

[2] Keibs, L.: Zur Frage der kompatiblen stereo-ambiofonen Schallübertragung auf 2 Kanälen. Techn. Mitt. d. BRF 5 (1961) H. 3 S. 104—112

[3] Steinke, G., Hoeg, W., und Wasner, M.: Einrichtung eines Experimental-Regieraumes für Mehrkanal-Aufnahmetechnik im Funkhaus Berlin-Oberschöneweide. Techn. Mitt. d. RFZ 7 (1963) H. 3 S. 105 bis 118

[4] Bertram, K.: Der Stereo-Richtungsmischer. Elektronische Rundschau 13 (1959) H. 10 S. 367—371

[5] Steinke, G.: Schaltungstechnik bei modernen Regieanlagen für Monofonie und Stereofonie. Dienstbehelf Stereofonie der Deutschen Post (erscheint demnächst)

[6] Funk, S.: Übersicht über die verschiedenen hochfrequenten Stereofonie-Übertragungsverfahren und eine Gegenüberstellung ihrer Vor- und Nachteile. Techn. Mitt. des BRF 5 (1961) H. 4 S. 178—189

Gleichspannungsverstärker mit geringem Störpegel und großer Bandbreite

Dr. rer. nat. D. GARTE

Mitteilung aus dem Institut für Elektrochemie und physikalische Chemie der T. U. Dresden

Einleitung

In den letzten Jahren wurde bei den verschiedensten Meßproblemen die Frage nach einem Gleichspannungsverstärker großer Bandbreite und geringer Verstärkerstörspannung bzw. geringem Verstärkerrauschen gestellt. Zu ihrer Beantwortung müssen die bisher bekannt gewordenen Gleichspannungsverstärker — ausgeschlossen der Galvanometerverstärker — systematisch untersucht werden.

Zwei Verstärkerarten sind prinzipiell zu unterscheiden: der direkt-gekoppelte oder dc- (direct-coupled) und der Zerhacker- oder Chopper-Verstärker. Von beiden wiederum sind mehrere Kombinationen mit verschiedenen Eigenschaften möglich. Das Störverhalten eines Verstärkers kann man allgemein [1] durch Störquellen charakterisieren, die einmal vom Nutzsignal abhängig, zum anderen von diesem unabhängig sind.

Direkt-gekoppelter Verstärker (dc-Verstärker)

Der dc-Verstärker weist eine große Bandbreite bei geringer Ansprechempfindlichkeit auf. Die Bandbreite wird bei nachfolgenden Berechnungen als unendlich angenommen ohne die Allgemeinheit der Schlußfolgerungen zu beeinträchtigen. Die geringe Ansprechempfindlichkeit wird durch eine große Störanfälligkeit bedingt, die folgende Ursachen hat:

a) Bei Frequenzen unterhalb von 1 kHz erhöht sich bei Verwendung von Oxidkatodenröhren die effektive Rauschspannung durch den Funkel-Effekt über das Schrotrauschen. Direkt geheizte Trioden zeigen auch bei tiefsten Frequenzen nur das Schrotrauschen. Bei Pentoden ist zusätzlich noch das Stromverteilungsrauschen zu berücksichtigen [2]. Über das Rausch- und Störverhalten von Transistoren vor allem bei tiefen Frequenzen gilt ähnliches wie bei Röhren [3].

b) Bei noch tieferen Frequenzen (unterhalb 10 Hz) treten sowohl bei Röhren- als auch bei Transistorverstärkern Störungen auf, die durch Schwankungen der Betriebsspannungen und durch thermische Driften und Alterungseffekte der Bauelemente bedingt sind. Dadurch wird z. B. der Arbeitspunkt geändert. Diese Störungen überdecken die unter a) genannten Effekte um ein Vielfaches.

c) Schwankungen des Gitterstromes bei Röhrenverstärkern, des Basisstromes bei Transistorverstärkern sowie das Isolationsrauschen müssen hier ebenfalls genannt werden.

d) Infolge der Kreuzmodulation des Nutz- und Störsignals an der stets vorhandenen nichtlinearen Verstärkerkennlinie tritt eine additive Größe im Ausgang des Verstärkers auf, die vom Produkt aus Nutz- und Störsignal abhängt.

Demzufolge kann man vom Nutzsignal abhängige und unabhängige Störungen unterscheiden, die oft eine gemeinsame Ursache haben und mit unterschiedlicher Stärke gleichzeitig auftreten.

Sind die Störungen f unabhängig vom Nutzsignal U_e (am Eingang des Verstärkers), so überlagern sie sich diesem ungestört. Für die Ausgangsspannung U_a eines Verstärkers mit dem Verstärkungsfaktor V ergibt sich somit (Bild 1):

$$U_a = V \cdot (U_e + f) \qquad (1)$$

Handelt es sich dagegen um die vom Nutzsignal abhängigen oder gesteuerten Störungen (vgl. Verstärkungsänderung um dV), so gilt der Ansatz (Bild 2):

$$U_a = (V + dV) \cdot U_e \qquad (2)$$

Zur Zeit erreicht man mit solchen Verstärkern bei einem Eingangswiderstand von 1 MΩ eine Störspannung von etwa 20 ··· 50 μV_{ss}.

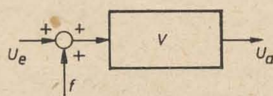


Bild 1: Verstärker mit dem Nutzsignal U_e und der vom Nutzsignal unabhängigen Störspannung f

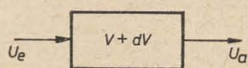


Bild 2: Verstärker mit einer gesteuerten Störung dV (Verstärkungsänderung)

Zerhackerverstärker

Der Zerhackerverstärker bildet das Gegenstück zum dc-Verstärker. Er besitzt eine wesentlich größere Ansprechempfindlichkeit als dieser, dafür aber eine kleinere Bandbreite. Da ein Wechselspannungsverstärker benutzt wird, wirken sich Betriebsspannungs- und thermische Schwankungen in geringerem Maße aus als beim dc-Verstärker. Für den Zerhackerverstärker sind neue spezifische Störquellen zu berücksichtigen: thermoelektrische und elektrochemische Störspannungen beim mechanischen Zerhacker, Fehler bei der Synchrongleichrichtung.

Wenn das Signal als Einhüllende des Trägers (Zerhackerfrequenz) erhalten bleiben soll, darf es nur Frequenzen enthalten, die viel kleiner sind als die Trägerfrequenz ω_0 [1]. Andernfalls ist der Anteil vom Signalspektrum mit höheren Frequenzen durch einen dem Verstärker vorgeschalteten Tiefpaß mit der Grenzfrequenz $1/T \ll \omega_0$ zu unterdrücken, wodurch aber das Signal verfälscht wird (Bild 3). Je höher die Trägerfrequenz also ist, desto breitbandiger wird der Durchlaßbereich. Zerhacker mit Trägerfrequenzen von einigen Hz (mechanische Zerhacker) bis zu einigen kHz (photoelektrische und elektronische Zerhakker) sind bereits bekannt [4]. Zusätzlich zum Tiefpaß am Eingang des Verstärkers, der die hohen Frequenzen des Nutzsignals reduzieren soll, muß noch ein Tiefpaß an den Ausgang des Verstärkers zum Unterdrücken der Trägerfrequenz und ihrer Vielfachen angeschlossen werden. Mit Verminderung der Grenzfrequenz des Ausgangsfilters reduziert sich der trägerfrequente Anteil in der Ausgangsspannung, gleichzeitig nimmt aber die Bandbreite weiter ab. In der Praxis wird man einen Kompromiß zwischen beiden konträren Forderungen schließen müssen.

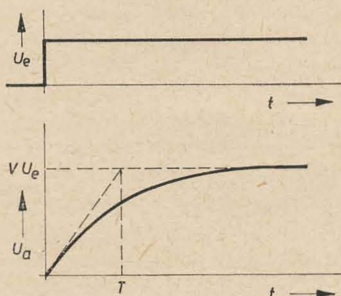


Bild 3: Signalverfälschung durch einen dem Verstärker vorgeschalteten Tiefpaß mit der Grenzfrequenz $1/T \ll \omega_0$

Zu den bereits genannten Störspannungen am Ausgang des Verstärkers, die vom Nutzsignal unabhängig sind, kommt somit noch eine Störspannung hinzu, die proportional der Eingangsspannung ist. Ihr Frequenzspektrum ist diskret. Es setzt sich aus der Trägerfrequenz und deren Vielfachen zusammen. Für den Fall, daß die Eingangsspannung einen trägerfrequenten Anteil enthält, wird dieser durch die Synchrongleichrichtung um ω_0 transponiert, und es entsteht am Ausgang eine Gleichspannung. Wird also die Trägerfrequenz durch ungenügende Abschirmung in den Eingang eingekoppelt, so gibt dies Anlaß zu einer Verfälschung der Ausgangsgleichspannung. Unterscheidet sich die Frequenz im Nutzsignal nur wenig von der Trägerfrequenz oder deren Vielfache, so entstehen Schwebungen, deren Amplitude mit wachsendem Abstand der beiden Frequenzen voneinander schnell abnimmt (Halbwertsbreiten $1/T_1$, $1/T_2$ usw.). Allgemein kann man also für die Ausgangsspannung des Zerhackerverstärkers den Ansatz bilden:

$$U_a = \frac{V}{1 + pT} + \frac{(dV)_1 \cdot e^{-p_0 t}}{1 + (p - p_0)\, T_1} + \frac{(dV)_2 \cdot e^{-2 p_0 t}}{1 + (p - 2 p_0)\, T_2} + \cdots \qquad (3)$$

Es sind Zerhackerverstärker entwickelt worden, die eine auf den Eingang bezogene Störspannung von einigen nV bei 5 Ω Eingangswiderstand erzeugen (man vergleiche die umfangreiche Zusammenstellung in [4]).

Gegengekoppelter Verstärker

Am einfachsten können die Eigenschaften der bisher genannten Verstärker, die aktive Elemente darstellen, durch geeignete Zufügung passiver Elemente verändert werden. Mit einem passiven Netzwerk kann z. B. eine Gegenkopplung vom Ausgang des Verstärkers auf dessen Eingang vorgenommen werden (Bild 4).

Sowohl eine frequenzunabhängige Verstärkung F unterhalb der Grenzfrequenz als auch eine wesentliche Vergrößerung der Bandbreite des gegengekoppelten Verstärkers um den Faktor k gegenüber dem nichtgegengekoppelten Verstärker (Verstärkungsfaktor V) erhält

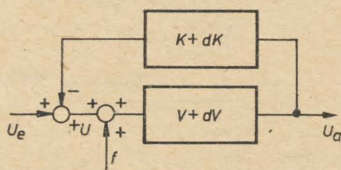


Bild 4: Verstärker mit einem passiven Netzwerk zur Gegenkopplung (k = Gegenkopplungsfaktor und dk = thermische Schwankung der Gegenkopplung)

man bei einer frequenzunabhängigen reellen Gegenkopplung. Somit ergibt sich für die Schaltung nach Bild 4 bei gleichzeitiger Berücksichtigung thermischer Schwankungen der Gegenkopplung um dk das Gleichungssystem:

$$U_a = (V + dV)(U + f)$$
$$U = U_e - (k + dk) \cdot U_a$$
$$F = \frac{U_a}{U_e} \qquad (4)$$

Ohne Störungen erhält man den Verstärkungsfaktor F zu

$$F = \frac{1}{1/V + k} \qquad (5)$$

Damit die Gegenkopplung wirksam wird, muß

$$\frac{1}{V} \ll k \qquad (6)$$

sein, und es ergibt sich anstelle von Gl. (5)

$$F = \frac{1}{k} \qquad (7)$$

Bei Vernachlässigung von dV und dk führt das Gleichungssystem (4) für die Abhängigkeit der Ausgangsspannung U_a von U_e und f auf die Lösung

$$U_a = F \cdot (U_e + f) \qquad (8)$$

Demzufolge hat der gegengekoppelte Verstärker gegenüber dem einfachen Verstärker [s. Gl. (1)] bezüglich der Abhängigkeit von U_e und f keinen Vorteil. Beide weisen sie das gleiche Verhalten für eine von der Nutzspannung unabhängige Störung auf. Anders dagegen bei Störungen, die von der Nutzspannung abhängig sind, wozu Verstärkungs- und Gegenkopplungsschwankungen gehören. Für die Änderung des Frequenzganges gilt

$$dF = \frac{\partial F}{\partial V} \cdot dV + \frac{\partial F}{\partial k} \cdot dk \qquad (9)$$

mit

$$\frac{\partial F}{\partial V} = \left(\frac{1}{kV}\right)^2 \quad \text{und} \quad \frac{\partial F}{\partial k} = -\frac{1}{k^2}, \qquad (10)$$

falls die Ungleichung (6) erfüllt ist. Die Änderung der Verstärkung F bei konstanter Gegenkopplung ist also eine Funktion der Änderung der Verstärkung V. Umformung von Gl. (10) ergibt

$$\frac{dF}{F} = \frac{F}{V} \cdot \frac{dV}{V} \qquad (11)$$

Diese Beziehung besagt, daß die relative Änderung der Verstärkung mit Gegenkopplung bei zunehmender Gegenkopplung ($F/V \to 0$) unabhängig von der relativen Änderung der Verstärkung ohne Gegenkopplung wird [2]. Die Verstärkung F wird mit zunehmender Gegenkopplung durch die Gegenkopplung bestimmt [vgl. Gln. (6) und (7)]. Dieser Sachverhalt kann folgendermaßen veranschaulicht werden: Die gesteuerten Störungen werden unmittelbar durch die Gegenkopplung vermindert, ebenso wie die Nutzspannung, aber gleichzeitig werden sie auch mittelbar verringert, da die steuernde Nutzspannung abnimmt. Im Gegensatz zu der unabhängigen Störung wird also die gesteuerte Störung gegenüber der Nutzspannung reduziert.

Werden Eingangsstörspannungen f und Verstärkungsschwankungen dV reduziert, so muß dieses auf Kosten einer erhöhten Stabilisierung der Gegenkopplung geschehen, um die Gegenkopplungsschwankungen dk zu vermindern, da diese wegen Gl. (10) sehr stark in die Ausgangsspannung eingehen. Die Vorteile des gegengekoppelten Verstärkers überwiegen aber diesen Nachteil, zumal die Stabilisierung von k ohne großen Aufwand zu erreichen ist.

Eine Vergrößerung der Bandbreite durch die Gegenkopplung [2] [5] tritt nur beim dc-Verstärker auf, ist hierbei aber von untergeordneter Bedeutung, da dieser bereits eine genügend große Bandbreite besitzt. Beim Zerhackerverstärker ist eine Vergrößerung der Bandbreite durch Gegenkopplung wegen Gl. (3) prinzipiell nicht möglich. Hierfür wäre sie aber gerade angebracht.

Die mitgekoppelten oder Regenerativverstärker, bei denen k (Gegenkopplung) $\to -k$ (Mitkopplung) gilt, sind zur Erzielung geringen Störpegels und großer Bandbreite nicht geeignet. Sie werden deshalb nicht behandelt.

Reihenschaltung

Aus dem Blockschaltbild Bild 5 ergibt sich für die Ausgangsspannung zweier in Reihe geschalteter Verstärker

$$U_a = [(U_e + f_1)(V_1 + dV_1) + f_2](V_2 + dV_2) \qquad (12)$$

Falls $|f_1 V_1| \gg |f_2|$ ist, geht nur der Fehler des ersten Verstärkers ein. Handelt es sich bei

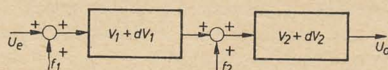


Bild 5: Zwei in Reihe geschaltete Verstärker mit gesteuerten und vom Nutzsignal unabhängigen Störungen

diesem um einen Zerhackerverstärker, so hat die Schaltung die Empfindlichkeit und den Frequenzgang des Zerhackerverstärkers. Der umgekehrte Fall ist wegen seiner ungünstigen Eigenschaften ohne Bedeutung.

Parallelschaltung

Eine Parallelschaltung zweier gleichartiger Verstärker bedeutet einen erhöhten Aufwand, bringt aber keine Verbesserung von Empfindlichkeit und Bandbreite. Anders eine Parallelschaltung verschiedener Verstärkertypen. Hierbei haben

a) die Parallelschaltung von dc- und Zerhakkerverstärker (Bild 6) und

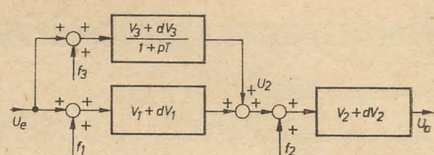


Bild 6: Parallelschaltung eines dc- und eines Zerhackerverstärkers

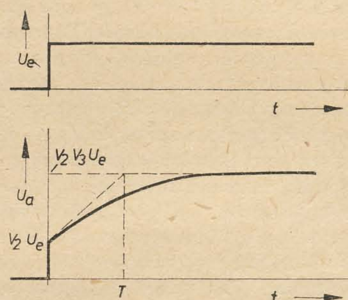


Bild 7: Übergangsfunktion der Verstärkerschaltung nach Bild 6 bei vorgegebener Sprungfunktion (PP-Verhalten)

b) die Parallelschaltung von NF- und Zerhakkerverstärker (Bild 8) Bedeutung gewonnen.

Bei der Schaltung a) wird ein nachfolgender dc-Verstärker mit berücksichtigt. Es gilt das Gleichungssystem

$$U_a = (U_2 + f_2)(V_2 + dV_2)$$
$$U_2 = (U_e + f_1)(V_1 + dV_1) + \frac{U_e + f_3}{1 + pT} \cdot (V_3 + dV_3)$$
$$F = \frac{U_a}{U_e} \qquad (13)$$

Bei vernachlässigbaren gesteuerten Störungen ist die Lösung

$$U_a = U_e V_2 \left(V_1 + \frac{V_3}{1 + pT}\right) + \left(f_1 V_1 + f_2 + f_3 \frac{V_3}{1 + pT}\right)$$
$$F = V_2 \left(V_1 + \frac{V_3}{1 + pT}\right) \qquad (14)$$

Für niedere Frequenzen $\omega \ll 1/T$ kann $|f_1 V_1 + f_2| \ll |f_3 V_3|$ erreicht werden. Mit der Zusatzbedingung $V_1 \ll V_3$ ergibt sich damit

$$U_a(\omega \ll 1/T) = V_2 V_3 (U_e + f_3(\omega \ll 1/T));$$
$$F(\omega \ll 1/T) = V_2 V_3 \qquad (15)$$

Das heißt, die geringe Störspannung des Zerhackerverstärkers bestimmt das Signal-Störspannungsverhältnis.

Für hohe Frequenzen $\omega \gg 1/T$ erhält man im Falle $|f_1 V_1| \gg |f_2|$ (vgl. vorigen Abschnitt)

$$U_a(\omega \gg 1/T) = V_2 (U_e + f_1(\omega \gg 1/T));$$
$$F(\omega \gg 1/T) = V_2 \qquad (16)$$

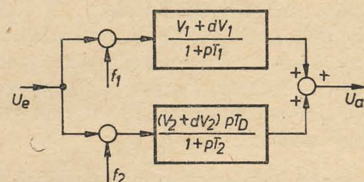


Bild 8: Parallelschaltung eines NF- und eines Zerhackerverstärkers

Das heißt, die Störspannung des dc-Verstärkers ist bei hohen Frequenzen maßgebend. Diese ist aber dort — wie im ersten Abschnitt festgestellt wurde — wesentlich kleiner als bei tiefen Frequenzen.

Für die gesteuerten Störungen verhält sich diese Schaltung analog der des Bildes 2.

Für niedrige Frequenzen ist die Verstärkung größer als für hohe Frequenzen, demzufolge hat der Frequenzgang PP-Verhalten (Bild 7). Diese empfindliche und breitbandige Verstärkeranordnung wird in elektronischen Analogierechenmaschinen oft verwendet [4].

Bei der Schaltung b) wird dem Zerhackerverstärker mit dem Frequenzgang $V_1/(1 + pT_1)$ ein Wechselspannungsverstärker mit dem Frequenzgang $V_2 \cdot pT_D/(1 + pT_2)$ parallel geschaltet. Falls man die Verstärkungsschwankungen unberücksichtigt läßt, ergibt sich die Ausgangsspannung zu

$$U_a = \frac{V_1 + p\,(T_2 V_1 + T_D V_2) + p^2\, T_1 T_D V_2}{1 + p\,(T_1 + T_2) + p^2\, T_1 T_2} + f_1 \cdot \frac{V_1}{1 + pT_1} + f_2\, \frac{V_2 \cdot pT_D}{1 + pT_2} \qquad (17)$$

Gilt

$$V_1 = V_2 \equiv V \quad \text{und} \quad T_D = T_1 = T_2 \equiv T, \qquad (18)$$

so verschwinden die Einschwingvorgänge vollständig, und der Frequenzgang wird unabhängig von der Frequenz

$$F\,(p) = V \qquad (19)$$

Mit der Bedingung (18) ergibt sich aus Gl. (17) für die beiden Frequenzbereiche

$$U_a\,(\omega \ll 1/T) = V\,[U_e + f_1\,(\omega \ll 1/T)]$$

$$U_a\,(\omega \gg 1/T) = V\,[U_e + f_2\,(\omega \gg 1/T)] \qquad (20)$$

Die Zeitkonstante T wird durch das Störverhalten des NF-Verstärkers bestimmt, dessen untere Grenzfrequenz 1/T so liegen soll, daß kung der Eingangsspannung beiträgt. Anders bei den folgenden Schaltungen, bei denen der Zerhackerverstärker die Störungen im dc-Verstärkungskanal mindert, selbst aber nicht zur Verstärkung der Eingangsspannung beiträgt. Diese Schaltungen werden als zerhackerstabilisierte Gleichspannungsverstärker bezeichnet. In der Literatur findet man diesen Begriff fälschlicherweise auch für den Verstärker nach Bild 6.

Zerhackerstabilisierter Gleichspannungsverstärker

Eine grundlegende Änderung in der Wirkungsweise der Gegenkopplung eines Verstärkers nach Bild 6 tritt ein, wenn man die Differenz zwischen Eingangsspannung und untersetzter Ausgangsspannung nicht vor dem gesamten Verstärker bildet, sondern nur vor dem Zerhackerverstärker [6] (Bild 9). Untersetzt die Gegenkopplung k_0 die Ausgangsspannung im gleichen Maße wie die Eingangsspannung verstärkt wird $(V_1 \cdot V_2)$, d. h. gilt

$$k_0 = \frac{1}{V_1 \cdot V_2} \qquad (21)$$

dann verschwindet bei fehlender Störspannung in den Verstärkern 1 und 2 die Regelabweichung am Eingang von Verstärker 3. Dieser arbeitet der Einfachheit halber zunächst störungsfrei. Tritt eine positive (negative) Störspannung — bedingt durch Störungen der Verstärker 1 und 2 — am Ausgang auf, so entsteht eine negative (positive) Regelabweichung. Diese wird verstärkt (V_3) und derart in den direkten Verstärkungskanal eingekoppelt, daß die ursprünglich vorhandene Störung reduziert wird. Bei genügend großer Verstärkung V_3 würde die Störung vollständig verschwinden, wenn nicht auch eine Störspannung aus dem Verstärker 3 vorhanden wäre. Diese Art der Gegenkopplung bringt also im Signal-Störspannungs-Verhältnis keine Verbesserung gegenüber den genannten Kombinationen mit Zerhackerverstärker, bei denen der Zerhackerverstärker den Störpegel bestimmt. Ebenso erhält man keinen günstigeren Frequenzgang als bei dem Verstärker nach Bild 8. Der Vorteil dieser Schaltung besteht jedoch darin, daß sie im elektrischen Aufbau völlig unkritisch ist, da sie keinen zusammengesetzten Frequenzgang wie die Schaltung nach Bild 8 besitzt und andererseits reines P-Verhalten im Gegensatz zur Schaltung nach Bild 6 zeigt.

Um die durch den Zerhackerverstärker auftretenden abhängigen, durch Gl. (3) charakterisierten Störungen zu reduzieren, wird eine weitere, passive Gegenkopplung k hinzugefügt (Bild 10). Wegen dieser Gegenkopplung wird nach Gl. (5) der Verstärkungsfaktor

$$\frac{1}{\left(\dfrac{1}{V_1 \cdot V_2} + k\right)}$$

womit die Stabilisierungsbedingung (21) übergeht in

$$k_0 = \frac{1}{V_1 \cdot V_2} + k \qquad (22)$$

Zur quantitativen Begründung der genannten Schlußfolgerungen soll die mathematische Ableitung der vollständigen Schaltung (Bild 10) folgen. Ihr Gleichungssystem lautet

$$U_a = (V_2 + dV_2)\,(U_2 + f_2)$$

$$U_2 = (V_1 + dV_1)\,(U_1 + f_1) + \frac{V_3 + dV_3}{1 + pT} \cdot (U_3 + f_3)$$

$$U_1 = U_e - k\,U_a$$

$$U_3 = U_e - k_0\,U_a$$

$$F = \frac{U_a}{U_e} \qquad (23)$$

Bei fehlenden Störungen erhält man den Frequenzgang

$$F\,(p) = F\,(O) \cdot \frac{1 + pT_D}{1 + pT_1} \qquad (24)$$

worin die Abkürzungen $F\,(O)$, T_D und T_1 folgende Bedeutung haben

$$F\,(O) = \frac{V_2\,(V_1 + V_3)}{1 + V_2\,(V_1 k + V_3 k_0)}$$

$$T_D = \frac{V_1}{V_1 + V_3} \cdot T$$

$$T_1 = \frac{1 + k V_1 V_2}{1 + V_2\,(V_1 k + V_3 k_0)} \cdot T \qquad (25)$$

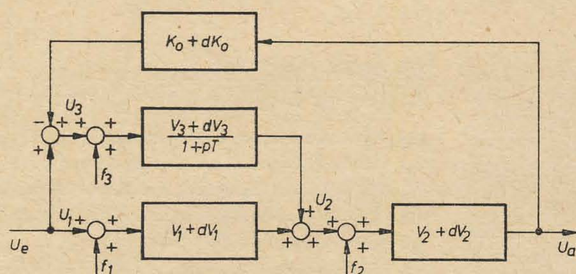


Bild 9: Verstärkerschaltung nach Bild 6, nur mit Einspeisung der Gegenkopplung vor dem Zerhackerverstärker

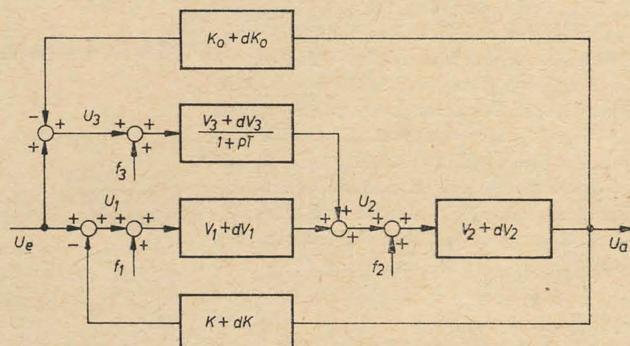


Bild 10: Verstärkerschaltung nach Bild 9 mit einer zweiten Gegenkopplung (k)

seine zu tiefen Frequenzen hin ansteigenden Störungen nicht wirksam werden.

Ein Vergleich der Störverhalten von Schaltung a) [Gln. (15) und (16)] und b) [Gl. (20)] zeigt keinen Unterschied, wohl aber das Frequenzverhalten, das für Schaltung b) günstiger ist als für Schaltung a). Im elektrischen Aufbau ist aber Schaltung a) einfacher zu verwirklichen als Schaltung b), zumal bei dieser auf Grund des näherungsweisen Ansatzes für den Frequenzgang des Zerhackerverstärkers die Bedingung nach Gl. (18) nicht exakt zu erfüllen ist.

Charakteristisch für alle bisher genannten Schaltungen ist der Tatbestand, daß der dabei verwendete Zerhackerverstärker zur Verstärkung der Eingangsspannung beiträgt.

Wie man aus dem zweiten Faktor von Gleichung (24) ersieht, sind drei Fälle des Verhältnisses T_D/T_1 zu unterscheiden (Bild 11):

a) $T_D/T_1 > 1$

Der Verstärkungsfaktor für niedrige Frequenzen ist kleiner als der für hohe Frequenzen (Vorhaltspitze, PDT-Verhalten).

b) $T_D/T_1 = 1$ (26)

Der Verstärkungsfaktor für Spannungen aller Frequenzen ist der gleiche (P-Verhalten) und beträgt

$$F\,(p) = F\,(O) = 1/k_0 \qquad (27)$$

c) $T_D/T_1 < 1$

Dies ist der inverse Fall von a (PP-Verhalten).

Nur der zweite Fall mit seinem reinen P-Verhalten interessiert. Die Beziehung nach Gl. (26)

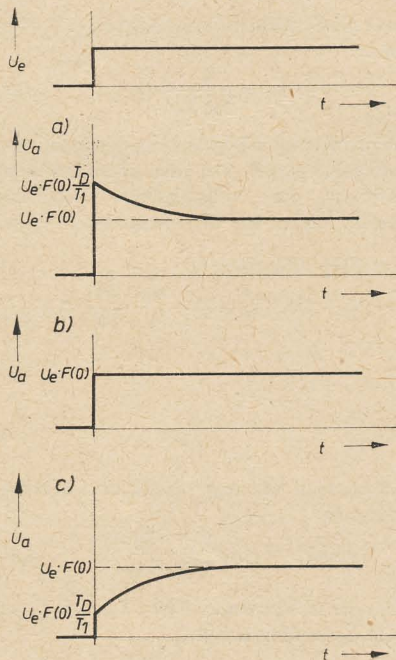


Bild 11: Übergangsfunktion der Verstärkeranordnung nach Bild 10 in Abhängigkeit vom Verhältnis T_0/T_1, [a) $T_D/T_1 > 1$, b) $T_D/T_1 = 1$, c) $T_D/T_1 < 1$] bei vorgegebener Sprungfunktion

geht mit den Abkürzungen nach Gl. (25) in die Stabilisierungsbedingung Gl. (22) über, die unabhängig von V_3 ist. Das bedingt für beliebige Frequenzen ein exaktes Verschwinden der Regelabweichung U_3, falls keine Störungen auftreten. Der Zerhackerverstärker nimmt also, wie eingangs behauptet, nicht an der Verstärkung der Eingangsspannung teil. Für diesen Spezialfall b) erhält man bei Berücksichtigung der von der Nutzspannung unabhängigen Störungen mit den erfüllbaren Ungleichungen

$$V_3 \gg V_1,$$

$$|V_3 f_3 (\omega \ll 1/T)| \gg |V_1 f_1 (\omega \ll 1/T)|$$

und

$$|V_1 f_1 (\omega \gg 1/T)| \gg |f_2 (\omega \gg 1/T)| \qquad (28)$$

für die beiden Frequenzbereiche die Ausgangsspannung

$$U_a (\omega \ll 1/T) = \frac{1}{k_o} \cdot [U_e + f_3 (\omega \ll 1/T)]$$

$$U_a (\omega \gg 1/T) = \frac{1}{k_o} \cdot [U_e + f_1 (\omega \gg 1/T)] \qquad (29)$$

Bei den Schaltungen nach den Bildern 6 und 8 wurden die gleichen Ergebnisse erzielt.
Ebenfalls für diesen Spezialfall erhält man bei den gesteuerten Störungen für die Änderung des Frequenzganges

$$dF = \frac{\partial F}{\partial V_1} dV_1 + \frac{\partial F}{\partial V_2} dV_2 + \frac{\partial F}{\partial V_3} dV_3 + \frac{\partial F}{\partial k_o} dk_o + \frac{\partial F}{\partial k} dk \qquad (30)$$

mit

$$\frac{\partial F}{\partial V_1} = \frac{1}{k_o^2} \cdot \frac{1}{V_1 + \frac{V_3}{1 + pT}} \cdot \frac{1}{V_1 V_2}$$

$$\frac{\partial F}{\partial k_o} = -\frac{1}{k_o^2} \cdot \frac{V_1}{V_1 + \frac{V_3}{1 + pT}}$$

$$\frac{\partial F}{\partial V_2} = \frac{1}{k_o^2} \cdot \frac{1}{V_1 + \frac{V_3}{1 + pT}} \cdot \frac{1}{V_2^2}$$

$$\frac{\partial F}{\partial k} = -\frac{1}{k_o^2} \cdot \frac{V_3}{V_1 + \frac{V_3}{1 + pT}}$$

$$\frac{\partial F}{\partial V_3} = 0 \qquad (31)$$

Die gesteuerten Störungen der beiden Verstärker 1 und 2 werden wesentlich stärker reduziert als bei der Schaltung nach Bild 4. Dafür werden die Ansprüche an die Stabilität der Gegenkopplung im Stabilisierungskreis mit k_o weiter erhöht. Sämtliche gesteuerten Störungen des Zerhackerverstärkers — die Oberwellenglieder von Gl. (3) mit einbegriffen — verschwinden sogar völlig. Diese günstigen Eigenschaften unterscheiden den zerhackerstabilisierten Gleichspannungsverstärker grundlegend von allen bisher genannten Verstärkerkombinationen mit Zerhackerverstärkern. Die Schaltung nach Bild 10 vereinigt folglich alle Vorteile des dc- und des Zerhakkerverstärkers sowie der Gegenkopplungsschaltung bezüglich eines geringen Störpegels und einer großen Bandbreite in sich.

Zusammenfassung

In bezug auf Bandbreite und Störquellen, die eine unterschiedliche Korrelation mit dem Nutzsignal aufweisen können, werden der direkt-gekoppelte und der Zerhackerverstärker sowohl mit Röhren- als auch mit Transistorbestückung untersucht. Man ist damit in der Lage, die Eigenschaften beider Typen in Gegenkopplungs-, Reihen- und Parallelschaltung zu bestimmen. Es ergibt sich, daß diese Schaltungen hohen Anforderungen — d. h. geringer Störpegel und große Bandbreite — nicht gerecht werden. Nur eine bestimmte, ausführlich dargestellte Kombination (Bild 10) beider Verstärkertypen mit Gegenkopplungen weist diese Leistungen auf.

Literatur

[1] Peters, J.: Einschwingvorgänge, Gegenkopplung, Stabilität. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1954

[2] Rothe, H., und Kleen, W.: Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker. AVG Geest & Portig K.-G., Leipzig 1948

[3] Pfeiffer, H.: Elektronisches Rauschen, Bd. I. B. G. Teubner-Verlagsgesellschaft, Leipzig 1959

[4] Korn, G. A., und Korn, T. M.: Elektronische Analogierechenmaschinen. VEB Verlag Technik, Berlin 1960

[5] Oppelt, W.: Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge. Verlag Chemie GmbH, Weinheim/Bergstr. 1960

[6] Prospekt von DISA ELEKTRONIC A/S Herlev, Dänemark, über den zerhackerstabilisierten Gleichspannungsverstärker Typ 51 B 01

Geschwindigkeits-Schwankungsmesser V. F. R. 3

Der transistorisierte Geschwindigkeits-Schwankungsmesser V.F.R. 3 der französischen Firma LABORATOIRE ELECTRO-ACOUSTIQUE dient zur Messung der Geschwindigkeitsschwankungen von Magnettongeräten, Plattenspielern und Tonfilmen.
Diese mechanischen Größen werden hierbei in eine elektrische Wechselspannung bestimmter Frequenz (3000 Hz) umgewandelt.
Die Messung besteht im wesentlichen darin, den Hub und gegebenenfalls die Frequenzen der Frequenzschwankungen des Sinussignals zu bestimmen.
Das Gerät enthält zwei Anzeigevorrichtungen, die gleichzeitig benutzt werden können.



Anzeiger der Momentanabweichung in %.
Anzeiger des Schwankungsgrades in %.

Der Momentanabweichungsanzeiger besteht aus einer Katodenröhre mit mittlerer Nullstellung, die der Frequenz f entspricht, und aus zwei symmetrischen Skalen, die in Momentanabweichungen eingeteilt sind.
Der Schwankungsgradanzeiger zeigt den Halbwert zwischen zwei Spitzen der relativen Momentanabweichung an. Dieses Galvanometer hat ganz bestimmte Zeitkonstanten und ballistische Daten (CCIR-Norm).
Das Gerät besitzt einen Ausgang, der eine Spannung abgibt, die der Momentanfrequenz des am Eingang angesetzten Signals proportional ist und die eine ins einzelne gehende Analyse der Momentanabweichung ermöglicht.
Die Horizontalablenkplatten der Katodenröhre sind über Buchsen zugänglich, so daß mit Hilfe eines äußeren NF-Generators eine Analyse durch Lissajous-Figuren durchgeführt werden kann.
Zur schnellen Ortung der Fehler der zu prüfenden Maschine gestattet eine Reihe von Filtern gewisse Frequenzen auszuschalten. Eine Gewichtskurve (CCIR-Kurve) zeigt die störendsten Frequenzen beim Abhören eines Signals.

Informationsverarbeitende Maschinen

A. TEWES

Seit es die ersten programmgesteuerten elektronischen Rechenmaschinen gibt, sind unablässig neue Ideen entstanden, um zu besseren, schnelleren und leistungsfähigeren Maschinen zu gelangen. Es gibt Wort- oder Stellenmaschinen, bei denen das Rechenwerk seriell arbeitet, oder die Ein- und Zweiadressmaschinen, bei denen das Rechenwerk parallel arbeitet. Man kennt auch als Klassenunterschiede die Dezimal- und die Binärmaschine.
Bei den neuen Modellen von IBM — dem sogenannten System 360 — sind gewissermaßen alle Möglichkeiten der verschiedenen Arten von Rechnern in einem System vereinigt. Das System stellt somit eine ganze Klasse von Computern dar.
Die Orientierung der Maschinen nach bestimmten Anwendungsgruppen brachte

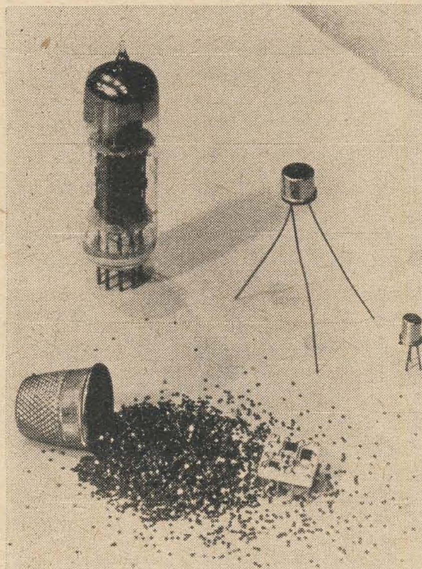


Bild 1: Vergleich zwischen einer Elektronenröhre, einem Transistor älterer und neuerer Bauart und neuesten „Transistor"-Entwicklungen für die Mikro-Schalttechnik

zwangsläufig auch den Anschluß verschiedener Ein- und Ausgabegeräte mit sich. So verlangt man bei einem auf kommerzielle Anwendungen hin orientierten Rechner in den allermeisten Fällen, daß eine schnelle Druckeinheit und Magnetbänder anschließbar sind, während ein Rechner für andere Zwecke häufig keine Drucker usw. benötigt. Verbindlich bei allen Rechnern war bisher die Tatsache, daß sie, soweit sie nicht vom gleichen Typ waren, eine andere „Sprache" verstanden.
Der Kernspeicher des Systems 360 kann je nach Modell 8192 bit oder bis 524288 Buchstaben oder jeweils die doppelte Anzahl von Ziffern speichern. Die Zugriffszeit in den Speicher beträgt $1 \cdot 10^{-6}$ s für gleichzeitig acht Buchstaben. Zusätzlich können noch bis zu vier Kernspeicher mit einer Kapazität von je 1 bis 2 Millionen Buchstaben angeschlossen werden. Weitere zur Verfügung stehende Platten-, Trommel- oder Magnetbandspeicher steigern die Kapazität auf mehrere Milliarden Zeichen. Hochleistungsspeicher gestatten es, in einer einzigen Sekunde 340000 Buchstaben bzw. 680000 Ziffern zu lesen oder zu schreiben. Man kann also in einer Sekunde bequem den Inhalt eines mittleren Taschenbuches auf den Speicher bringen! Die Arbeitsgeschwindigkeit liegt im Nanosekunden-Bereich.
In den Datenverarbeitungssystemen wird von IBM die SLT-Technik angewendet. „SLT" bedeutet „Solid Logic Technology"; man versteht darunter die Mikroschalttechnik. SLT ist das vorläufige Ende einer schon seit langem zu beobachtenden Entwicklung, daß nämlich mit zunehmender Leistungsfähigkeit die einzelnen Bauteile von Computern immer kleiner werden. Auf zwei Schaltgruppen von je 11×11 mm² befindet sich die gleiche Anzahl von Schaltelementen wie auf den bislang handtellergroßen Schaltkarten. Die verwendeten Transistoren und Dioden haben dabei nur noch die Größe eines Stecknadelkopfes, wie als Beispiel dafür das Bild 1 zeigt. Auch die Länge der Stromleitungswege wurde erheblich verkürzt, um die oben erwähnten extrem hohen Schaltgeschwindigkeiten durch Verkleinerung der Induktivitäten und damit der Zeitkonstanten zu erreichen.
Die Herstellung der ebenfalls stark verkleinerten Magnetspeicher wurde weitgehend mechanisiert. Sie haben einen Außendurchmesser von 0,7 mm und einen Innendurchmesser von 0,4 mm.
Die einzelnen Mikrobaugruppen sind nach folgender Methode aufgebaut: Auf die Keramik-Grundplatte wird das Muster der Leitungen mit einer metallisierten Farbe aufgedruckt und bei 800 °C eingebrannt. Es dient als Schablone für das später erfolgende Verzinnen der Leitungen. Nach der gleichen Methode werden die Widerstände aufgebracht; sie bestehen aus einem eingebrannten Film. Durch Schleifen mit einem Sandstrahl werden die Widerstände auf die entsprechenden Werte gebracht. Jeweils in den Kreuzungspunkten von drei bzw. zwei Leitungen sind die Transistoren bzw. Dioden angebracht, deren natürliche Größe 0,64 mm² beträgt. Transistoren und Dioden werden unmittelbar mit den Leitungen verbunden. Zum Schluß wird die Mikroschaltung auf die Trägerplatte aufgelötet. Bild 2 zeigt eine solche stark vergrößerte Mikrobaugruppe nach dem Vergießen.

Die Zentraleinheit

Der Hauptspeicher der Zentraleinheit kann — wie bereits erwähnt — in seiner Größe zwischen 8192 und 524288 Bytes gewählt werden. Ein Byte (8 Datenbits und 1 Prüfbit) speichert ein alphanumerisches Zeichen oder

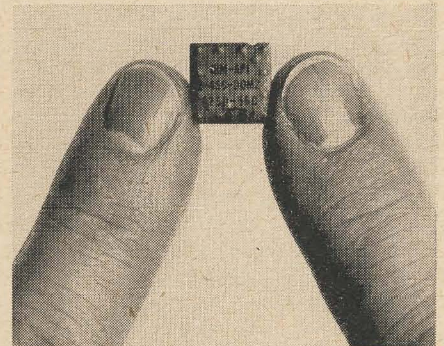


Bild 2: Eine Mikrobaugruppe

zwei Ziffern. Jedes Byte ist adressierbar. Die Zugriffszeit des Hauptspeichers beträgt je nach Modell zwischen 2 μs je Byte und 1 μs für 8 Bytes. Die Zentraleinheit, die im Bild 3 erkennbar ist, umfaßt neben dem Hauptspeicher das Rechenwerk, das Steuerwerk, 16 Mehrzweckregister und das Steuerpult. Eine Gleitkommaeinrichtung kann angefügt werden. Im Rechenwerk werden alle arithmetischen und logischen Operationen ausgeführt; es gestattet dezimales und binäres Rechnen. Die 16 Mehrzweckregister werden zur Indexierung, als Akkumulatoren und als Adreßregister verwendet. Das Steuerpult der Zentraleinheit enthält die zur Bedienung der Anlage notwendigen Schalter und Anzeigeeinrichtungen.

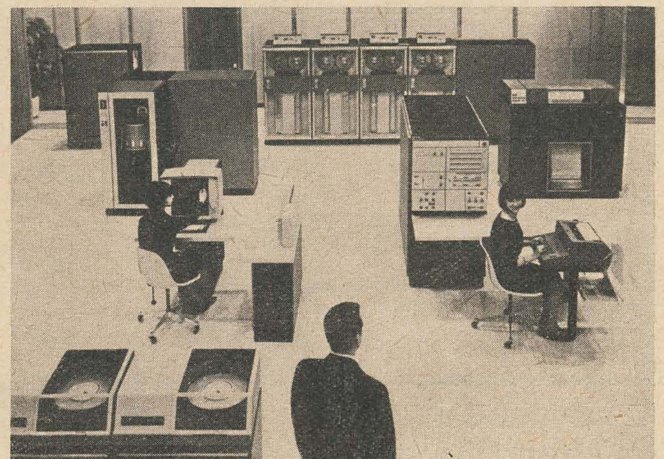


Bild 3: Ansicht des IBM-Systems 360 Modell 40

Zu den Datenkanälen ist zu sagen, daß alle Eingabe/Ausgabe-Operationen überlappt ausgeführt werden. Der Multiplexkanal ermöglicht simultane Datenein- und -ausgabe. Die Übertragungsgeschwindigkeiten betragen hierbei je nach Modell 19000, 30000 und 40000 Bytes in der Sekunde. Schnellübertragung ist mit einer Geschwindigkeit von maximal 230000 Bytes/s möglich.

Eine Phasenschieberanordnung hoher Amplitudenkonstanz

F. BUCKBESCH

Es wird ein Phasenschieber beschrieben, der es ermöglicht, jeden gewünschten Phasenwinkel zwischen 0° und 360° einzustellen. Die größtmögliche Amplitudenschwankung der Ausgangsspannung ist dabei kleiner als 2%.

Allgemeines

Die Gesamtanordnung setzt sich aus zwei Phasenschiebern zusammen. Eine Brückenschaltung nach Bild 1 wird stufenweise umgeschaltet. Die Zwischenwerte lassen sich mit einem kontinuierlichen Phasenregler nach Bild 2 einstellen. Eine Phasenänderung um 180° wird durch einfache Umpolung erreicht.

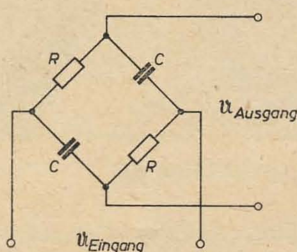


Bild 1: Phasenschieberbrücke für die Phasenregelung in Stufen

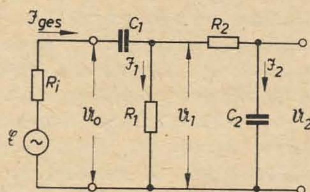


Bild 2: Ersatzschaltbild des kontinuierlichen Phasenschiebers

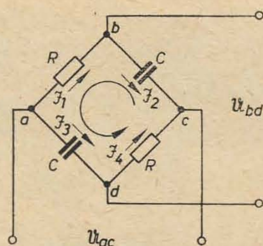


Bild 3: Die Strom- und Spannungsverhältnisse des stufenweise veränderbaren Phasenreglers

Theoretische Grundlagen

Die Phasenregelung in Stufen

Zunächst interessiert das Spannungsverhältnis zwischen Ausgang und Eingang. $\mathfrak{J}_1$ und $\mathfrak{J}_3$ fließen zwischen den Punkten b und d im Bild 3 in entgegengesetzter Richtung. $\mathfrak{J}_3$ werde als positiv angesetzt.

Die Ausgangsspannung $\mathfrak{U}_{bd}$ ergibt sich aus $\mathfrak{U}_{ab}$ und $\mathfrak{U}_{ad}$ bzw. aus $\mathfrak{U}_{bc}$ und $\mathfrak{U}_{cd}$:

$$\mathfrak{U}_{bd} = \mathfrak{U}_{ad} - \mathfrak{U}_{ab} \qquad (1)$$

Beide Teilspannungen lassen sich aus der Eingangsspannung $\mathfrak{U}_{ac}$ herleiten:

$$\mathfrak{U}_{ad} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \mathfrak{U}_{ac} \qquad (2)$$

$$\mathfrak{U}_{ab} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \mathfrak{U}_{ac} \qquad (3)$$

Daraus wird wieder

$$\mathfrak{U}_{bd} = \left(\frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} - \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \right) \mathfrak{U}_{ac}$$

Das Spannungsverhältnis von Ausgangs- und Eingangsspannung ergibt sich damit zu

$$\frac{\mathfrak{U}_{bd}}{\mathfrak{U}_{ac}} = \frac{1 - (\omega C \cdot R)^2 - 2\,j\,\omega C \cdot R}{1 + (\omega C \cdot R)^2} \qquad (4)$$

und sein Betrag wird

$$\left| \frac{\mathfrak{U}_{bd}}{\mathfrak{U}_{ac}} \right| = 1 \qquad (5)$$

Voraussetzung dafür sind allerdings verlustfreie Kapazitäten, verschwindend kleiner Innenwiderstand der Spannungsquelle und ein unendlich großer Lastwiderstand zwischen b und d.

Der Phasenwinkel errechnet sich nach Gleichung (1) zu

$$\tan \varphi = \frac{-2\,\omega C \cdot R}{1 - (\omega C \cdot R)^2} \qquad (6)$$

Unter der bekannten Bedingung

$$\tan 2\alpha = \frac{2 \tan \alpha}{1 - \tan^2 \alpha}$$

erhält man durch Vergleich mit Gleichung (6) das Ergebnis

$$\tan \frac{\varphi}{2} = -\omega C \cdot R$$

Es gilt also

$$\frac{\varphi}{2} = \operatorname{arc\,tan} (-\omega C \cdot R)$$

oder

$$\varphi = -2 \operatorname{arc\,tan} \omega C \cdot R \qquad (7)$$

Nach dieser Gleichung kann die zweckmäßigste Dimensionierung des Phasenschiebers vorgenommen werden.

Die kontinuierliche Phasenregelung

Aus Bild 2 leiten sich folgende Beziehungen ab:

$$\mathfrak{J}_{ges} = \mathfrak{J}_1 + \mathfrak{J}_2$$

$$\mathfrak{J}_2 = \mathfrak{U}_2 \cdot j\omega C_2$$

$$\mathfrak{U}_1 = \mathfrak{U}_2 + \mathfrak{J}_2 \cdot R_2 = \mathfrak{U}_2 \cdot (1 + j\omega C_2 \cdot R_2) = \mathfrak{U}_2 \cdot (1 + j\omega \cdot \tau_2)$$

$$\mathfrak{U}_1 = \mathfrak{J}_1 \cdot R_1$$

$$\mathfrak{U}_1 = \mathfrak{E} - \mathfrak{J}_{ges} \cdot \left(R_i + \frac{1}{j\omega C_1} \right)$$

$$\mathfrak{U}_1 = \mathfrak{E} - (\mathfrak{J}_1 + \mathfrak{J}_2) \cdot \left(R_i + \frac{1}{j\omega C_1} \right)$$

$$\mathfrak{U}_1 = \mathfrak{E} - \left(\frac{\mathfrak{U}_2 \cdot (1 + j\omega \tau_2)}{R_1} + \mathfrak{U}_2 \cdot j\omega C_2 \right) \left(R_i + \frac{1}{j\omega C_1} \right)$$

Mit

$$C_2 \cdot R_i = \tau_{2i}$$

und

$$C_1 \cdot R_1 = \tau_1$$

wird daraus schließlich

$$\frac{\mathfrak{E}}{\mathfrak{U}_2} = 1 + \frac{R_i}{R_1} + \frac{C_2}{C_1} + \frac{\tau_2}{\tau_1} + j \left(\omega \tau_2 + \omega \tau_2 \cdot \frac{R_i}{R_1} + \omega \tau_{2i} - \frac{1}{\omega \tau_1} \right) \qquad (8)$$

Aus dem Verhältnis von Imaginär- und Realteil ergibt sich der Tangens des Phasenwinkels zu

$$\tan \varphi = \frac{\omega \tau_2 \cdot \left(1 + \frac{R_i}{R_1} \right) + \omega \tau_{2i} - \frac{1}{\omega \tau_1}}{1 + \frac{R_i}{R_1} + \frac{C_2}{C_1} + \frac{\tau_2}{\tau_1}} \qquad (9)$$

In beiden Gleichungen ist R_i als Innenwiderstand der Spannungsquelle enthalten.

Für $\varphi = 0°$ wird Gleichung (9) zu Null, d. h.

$$\omega \tau_2 \cdot \left(1 + \frac{R_i}{R_1} \right) + \omega \tau_{2i} - \frac{1}{\omega \tau_1} = 0$$

Bei einer Pentode als Vorröhre mit R_i = 20 kΩ kann man $R_1 = 10 \cdot R_i$ ansetzen. Wird weiterhin $\tau = \tau_1 = \tau_2$ gemacht, so vereinfacht sich der Ausdruck

$$\tau_{2i} = \frac{1}{\omega^2 \cdot \tau} - 1{,}1 \cdot \tau$$

und mit $\tau = C \cdot R$ sowie $R = 10 \cdot R_i$ erhält man schließlich

$$C = \frac{1}{\sqrt{1{,}2} \cdot \omega \cdot R} \qquad (10)$$

Wegen $R_1 = R_2 = R = 10 \cdot R_i$ = 0,2 MΩ ergibt sich

$$C = \frac{1}{0{,}2 \cdot \sqrt{1{,}2} \cdot 10^6 \cdot \omega} = \frac{4{,}56 \cdot 10^{-6}}{\omega} \qquad (11)$$

Praktische Ausführung für f = 1000 Hz

Der in Stufen veränderbare Regler

Günstige Verhältnisse bei einer Frequenz von f = 1000 Hz ergeben sich, wenn C = 7500 pF

Tabelle 1

φ in Grad	R in kΩ	φ in Grad	R in kΩ
0	0	— 90	21,3
—10	1,86	—100	25,4
—20	3,74	—110	30,5
—30	5,70	—120	37,0
—40	7,75	—130	45,6
—50	9,95	—140	58,5
—60	12,3	—150	79,5
—70	14,9	—160	121
—80	17,9	—170	245

gewählt wird. Tabelle 1 enthält dafür die aus Gleichung (7) ermittelten Widerstandswerte.
Der Aufbau dieses Phasenschiebers wird bestimmt durch die Forderungen nach einer möglichst niederohmigen Spannungsquelle und nach erdpotentialfreier Anschaltung von Ein- oder Ausgang. Als niederohmiger Generator kann eine Anodenbasisstufe dienen.
Ein einseitig erdpotentialfreier Anschluß ist mit einem Trenntransformator zu erreichen. Zweckmäßig legt man diesen in die Einspeisungsleitung, da so durch die niedrigen erforderlichen Werte für ωL mit einem verhältnismäßig kleinen Kern auszukommen ist.
Näherungsweise soll ωL gleich dem Kehrwert der Steilheit S der vorhergehenden AB-Stufe sein. Große Röhrensteilheit ergibt also günstige Werte für L und einen niedrigen Innenwiderstand der Spannungsquelle für den Phasenschieber.
Bei der günstigen Röhre ECC 960 ist der Wert $1/S = 83\ \Omega$, wenn man beide Systeme parallelschaltet.
Die Mindestinduktivität des Trafos wird dann

$$L = \frac{1}{\omega \cdot S}$$

$$L = \frac{83}{2\pi \cdot 1000}$$

$$= 13{,}2\,\mathrm{mH}$$

Um den Phasenschieber möglichst wenig zu belasten, folgt eine Trennstufe nach Bild 4. Der Schalter S ermöglicht eine Phasenverschiebung von 180°.

Der kontinuierliche Phasenregler

Mit $R_1 = R_2 = 0{,}2\ \mathrm{M\Omega}$ erhält man für 1000 Hz $C \approx 750$ pF bei 0° Phasenverschiebung [Gleichung (11)].
Für $\varphi = +5°$ Phasenverschiebung wird nach Gleichung (9) mit $R_1 = R_2 = R$ und $C_1 = C_2 = C$

$$\frac{\omega R \cdot C \cdot \left(1 + \frac{R_i}{R}\right) + \omega C \cdot R_i - \frac{1}{\omega C \cdot R}}{1 + \frac{R_i}{R} + 1 + 1} = \tan 5°$$

Setzt man auch hier $R_i = 20\ \mathrm{k\Omega}$ und $C = 750$ pF, so wird nach einigem Umformen $R = 226\ \mathrm{k\Omega}$.
Für $\varphi = -5°$ Phasenverschiebung ergibt sich nach der gleichen Methode $R = 175\ \mathrm{k\Omega}$.
Setzt man in Gleichung (8) $\omega = 6280$ 1/S, $C = 750$ pF und verschiedene Werte für R ein, so erhält man die in Tabelle 2 aufgeführten Ergebnisse.
Bild 5 gibt die entsprechende grafische Darstellung.
Für ± 5° Phasenverschiebung ist der Spannungsabfall gegenüber dem Maximalwert kleiner als 1%.
Die Widerstandswerte werden von 170 kΩ bis 235 kΩ kontinuierlich regelbar gemacht. Damit überlappen sich die einzelnen Bereiche um jeweils 2°.
Beim Abnehmen der Spannung am Phasenschieber ist zu beachten, daß

$$R_{Last} \gg \frac{1}{\omega C_2} = 210\ \mathrm{k\Omega}$$

sein muß, wenn der Kondensator C_2 im Bild 2 voll wirksam bleiben soll. R_{Last} wird in erster Linie durch den Eingangswiderstand der folgenden Röhrenstufe dargestellt.
Da für den stufenweisen Phasenregler eine Anodenbasisstufe vorgesehen ist, liegt der Gedanke nahe, diese Röhre gleichzeitig als Impedanzwandler zur Realisierung einer hochohmigen Belastung des kontinuierlichen Phasenschiebers zu benutzen.
Für den Eingangswiderstand der Anodenbasisstufe gilt

$$\mathfrak{R}_e = \mathfrak{R}_{gk} \cdot (1 + \mathfrak{S} \cdot \mathfrak{R}_a) \qquad (12)$$

Da $\mathfrak{R}_a$ aber durch den Trenntransformator dargestellt wird, würde sich für den kontinuierlichen Phasenschieber kein reeller Lastwiderstand ergeben. Aus diesem Grunde ist es erforderlich, eine zweite Impedanzwandlerstufe vorzusehen. Diesem Zweck dient eine

Tabelle 2

R in kΩ	$\mathfrak{U}_2/\mathfrak{E}$
155	0,31516 · ej 9°
173	0,31956 · ej 5,45°
185	0,32133 · ej 2,95°
200	0,32256 · ej 0°
215	0,32294 · e⁻j 2,7°
245	0,32172 · e⁻j 7,5°
260	0,32039 · e⁻j 9,4°

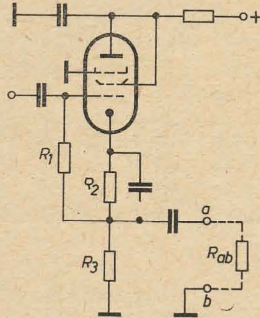


Bild 6: Die Anodenbasisstufe als Impedanzwandler

EF 860 in der Schaltung nach Bild 6. Bei ihr können für 1000 Hz alle Widerstandswerte als reell angenommen werden. Es gilt dann

$$R_e = R_1 (1 + S \cdot R_3),$$

wobei vorausgesetzt ist, daß $R_3 \ll R_{ab}$, dem Eingangswiderstand der dann folgenden Anodenbasisstufe, ist.
Mit $S = 8$ mA/V, $R_1 = 1\ \mathrm{M\Omega}$ und $R_3 = 5\ \mathrm{k\Omega}$ erhält man einen Eingangswiderstand von 41 MΩ. Damit ist die Forderung $R_{Last} \gg 210\ \mathrm{k\Omega}$ gut erfüllt.

Gesamtschaltung

Die Gesamtschaltung der Phasenschieberanordnung zeigt Bild 7. Die Eingangsspannung wird niederohmig in der Katodenleitung der ersten Röhre geregelt, wodurch sich unerwünschte Phasenverschiebungen vermeiden lassen.

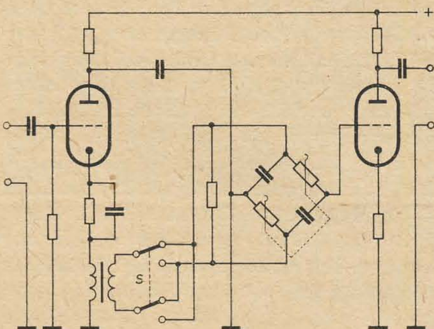


Bild 4: Anschaltung des stufenweise veränderbaren Phasenschiebers

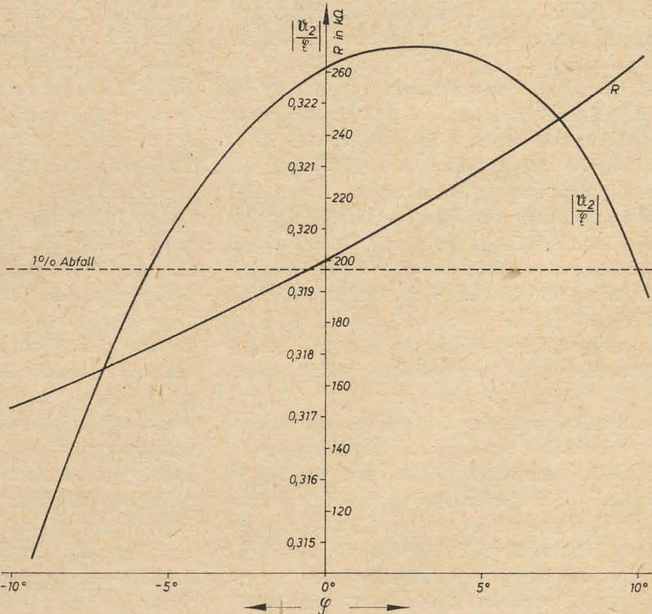


Bild 5: Das Verhältnis $\mathfrak{U}_2/\mathfrak{E}$ und die erforderlichen Widerstandswerte als Funktion des Phasenwinkels

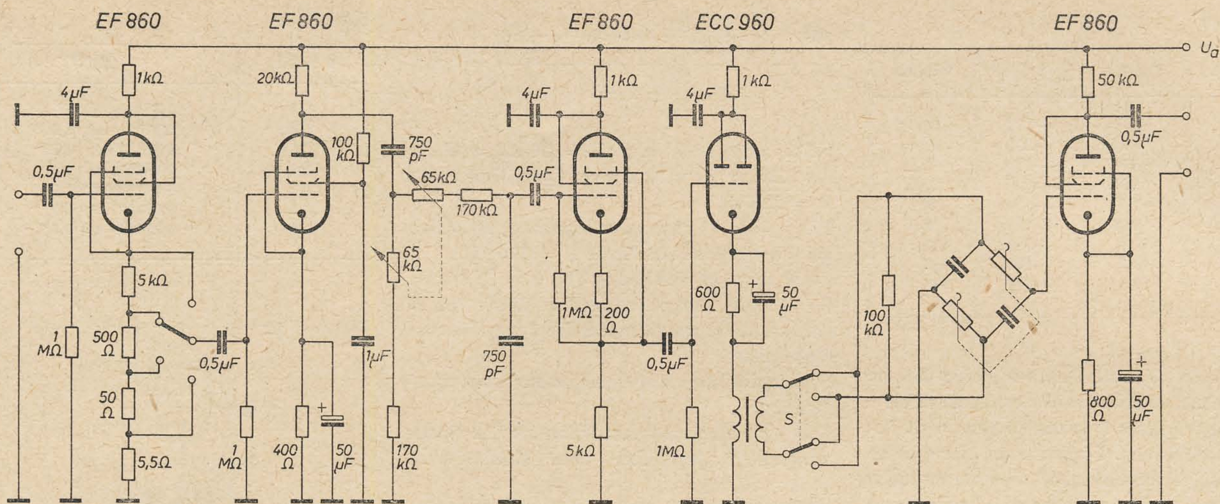


Bild 7: Gesamtschaltbild des Phasenschiebers

Literatur

[1] Ein einfacher Phasenschieber für Meßzwecke. radio und fernsehen 4 (1955) H. 20 S. 630—631

[2] Assejew, B. P.: Phasenbeziehungen in der Funktechnik. VEB Verlag Technik, Berlin

[3] Buckbesch, F.: Methoden zur Bestimmung des Phasenwinkels. radio und fernsehen 12 (1963) H. 12 S. 383—386

[4] Telefunkenlaborbuch, Bd. 2. Franzis-Verlag, München

[5] Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, II. Bd. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, GmbH, Berlin-Borsigwalde

[6] Czech, J.: Oszillografen-Meßtechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

Thermische Anwendungen des LASER

Je nachdem, um welche Substanz es sich handelt und ob Impulsbetrieb oder Dauerstrahlung verlangt wird, benutzt man beim LASER verschiedene Pumpenanordnungen. Man kann mit spiralförmigen Kapillarlampen den axial angebrachten Kristall anregen oder für kleinere Energien die Pumplampe in einen Brennpunkt eines Ellipsoids legen, in dessen zweiten Brennpunkt der LASER-Kristall liegt.

Die für die Nachrichtenübertragungstechnik benutzten und hier auch sehr bedeutsam werdenden Gas-LASER werden mit HF-Sendern angeregt und zeichnen sich bei relativ schwacher Leistung durch extrem hohe Frequenzkonstanz aus. Zusätzlich sind LASER mit rein elektrischer Anregung (Indium-Antimonid) und magnetischer Anregung bekannt geworden. Durch eine überlagerte akustische Anregung lassen sich Feinstrukturen im Spektrum erzielen.

Für thermische Anwendungen ist entweder ein Impuls-LASER mit hoher Spitzenleistung und ausreichender Energie möglich oder ein kontinuierlich arbeitender CW-LASER (CW = continuous wave) mit ausreichend hoher und gleichbleibender Leistung. Bisher liefert nur die Impulsmethode genügend Energiedichte für Schmelzprozesse, wobei in Zeitintervallen zwischen 10^{-8} und 10^{-3} s und Leistungsdichten bis 10^{16} W/cm² kleine Flächenelemente schmelzen oder verdampfen können. Die Lebensdauer der verwendeten Pumplampen stellt ein ernstes Problem dar, weil im Gegensatz zu fotografischen Blitzröhren die Gesamtstrahlung des anregenden Lichtimpulses in einer Zeit emittiert werden muß, die infolge innerer Kristallverluste und Fluoreszenz-Strahlung kürzer ist als der Abfall der Anregung. Das bedingt Impulsdauern unter 2 bis 3 ms. Bei kleinen LASER-Kristallen kommt man mit Pumpblitzlampen von 100 bis 200 Ws aus und vermag eine Lebensdauer von etwa 10^5 Entladungen zu erzielen; bei großen Energien kann das energiesparende Prinzip des elliptischen Spiegels jedoch nicht angewendet werden, und man benötigt bei der Spiral-Lampentechnik Blitzenergien von 10^4 Joule, d. h. bei 10^{-3} s Impulsdauer 10^7 W Spitzenleistung. Das ist ein Wert, der keine hohen Lebensdauererwartungen möglich macht. Hier zeichnen sich jedoch neuerdings aussichtsreiche Lampenentwicklungen ab, die anstelle des weißen Xenon-Spektrums vorzugsweise diejenigen Strahlen erzeugen, die den LASER-Kristall anregen. Beim Rubin liegt die optimale Anregungsstrahlung im grünen Gebiet. Entladungslampen mit Thallium-Beimengung ermöglichen z. Z. bei 1 kW mittlerer Leistung 100 Impulse/s mit etwa 0,1 Joule Energie je Blitz, d. h. 10 W LASER-Strahlung.

Von den bisher bekanntgewordenen LASER-Kristallen bevorzugt man den Rubin, da er die höchste Spitzenleistung auf Grund seiner Härte und Quantenstruktur liefert. Je nach Dimension und Qualität des Kristalles tritt die Strahlung in einem Öffnungswinkel von 0,05° (3′) bis 0,5° (30′) aus. Die Bündelung mittels Glasoptik ist unmittelbar nicht möglich, da die elektrische Feldstärke im LASER-Strahlimpuls die dielektrische Festigkeit von Glas überfordert, so daß die Glasoberfläche ermattet. Mit Quarz- oder Saphir-Minus-Linsen kann man die Strahlen zuerst divergent machen und mit einer nachfolgenden Glasoptik, die mit einer verkleinerten Flächenbelastung bestrahlt wird, praktisch punktförmig konzentrieren. In diesem Brennpunkt gelingt es mit kurzen LASER-Impulsen im sogenannten Q-switch-Verfahren, bei dem eine Kerrzelle oder ein rotierender Spiegel die LASER-Anregung eröffnet, Oberflächentemperaturen bis in die Größenordnung von etwa 10^5 °K zu erzeugen. Mit einem kleinen 1-Joule-LASER-Impuls erzielt man bei extremer Strahlkonzentration an der Oberfläche eine Wirkung ähnlich der Mikrodetonation einer Menge von $4 \cdot 10^{-5}$ g TNT. Man kann also mit einer solchen Anordnung bereits kleine Löcher stanzen. Mit periodisch pulsierender LASER-Strahlung gelingt es, sehr dünne Schnitte durch Werkstücke zu führen, etwa vergleichbar mit dem Elektronenstrahl-Fräsverfahren. Der Nachteil ist, daß der Lichtstrahl sich nicht wie der Elektronenstrahl elektrostatisch ablenken läßt; sein Vorteil ist die Arbeitsweise in Luft oder durch Glas hindurch. Ebenso ist ein Präzisionsschweißen kleiner Elemente durchführbar.

Die Tatsache, daß die hohe Feldstärke im LASER-Strahl die optischen Eigenschaften nahezu aller Festkörper infolge elektrischer Übersteuerung ändert, wird in der nichtlinearen Optik z. Z. forschungsmäßig behandelt. Bei Übersteuerung von Quarz gelang es z. B., die zweite harmonische LASER-Frequenz, d. h. 3472 Å im Fall von Rubin-LASER-Strahlung mit 6944 Å Primärwellenlänge zu erzeugen.

Der über alles gerechnete Wirkungsgrad der derzeitigen LASER-Verfahren ist bei optischen Pumpen noch sehr gering und liegt bei etwa 2%. Festkörper-LASER mit elektrischer oder magnetischer Anregung haben bereits höhere Wirkungsgrade. Bei den meisten LASER steigt bei Kühlung bis 90 °K der Wirkungsgrad um den Faktor drei. Immerhin ist bei den größten derzeit für den Laborgebrauch herstellbaren LASER bereits eine Erzeugung von 1500 Joule/Blitz bei 40 bis 60 kW/s Pumpblitzenergie möglich. Damit läßt sich beispielsweise 2 g Stahl schmelzen. Diese Energien werden sowohl mit einem Rubin-LASER als auch mit solchen aus Neodym-Glas realisiert, wobei die Kristalle bis 25 cm lang sind.

A. Tewes

Kaltkatoden-Ralaisröhren Z 860 X Z 861 X Z 862 E

Die Z 860 X besitzt ebenfalls zwei voneinander unabhängige Starterelektroden und eine Hilfselektrode zur Vorionisierung. Um größere Zündspannungsschwankungen durch Belichtungsänderungen zu vermeiden, ist auf der Innenwand des Kolbens radioaktives Material aufgebracht. Diese Menge ist grundsätzlich so bemessen, daß keine schädigende Strahlung auftreten kann. Die Röhre ist für Gleichspannungsbetrieb in Relais- und Zählschaltungen bestimmt.

Die Z 861 X ist mit zwei voneinander unabhängigen Starterelektroden und einer Hilfselektrode ausgerüstet. Sie trägt ebenfalls auf der Innenwand des Kolbens radioaktives Material zur Vermeidung größerer Zündspannungsschwankungen durch Beleuchtungsunterschiede. Die Röhre dient für Wechselspannungsbetrieb in Relais- und Zählschaltungen.

Die Z 862 E ist eine Elektrometerröhre mit einer Starterelektrode für Gleichspannungsbetrieb. Sie ist vorwiegend für die Steuerung durch Ionisationskammern oder anderer höchstohmiger Steuerelemente geeignet. Der minimale Steuerstrom beträgt etwa 10^{-6} μA. Ist der Ableitwiderstand von der gleichen Größenordnung wie der Isolationswiderstand der Röhre oder wird dieser direkt als Ableitwiderstand benutzt, so ist der Potentialring (PR) anzuschließen (Bild 16). Für Beleuchtungsunterschiede gilt das unter Z 861 X aufgeführte. Der Glaskolben ist zur Erhöhung des Isolationswiderstandes mit einer Silikonschicht überzogen (Berührung möglichst vermeiden).

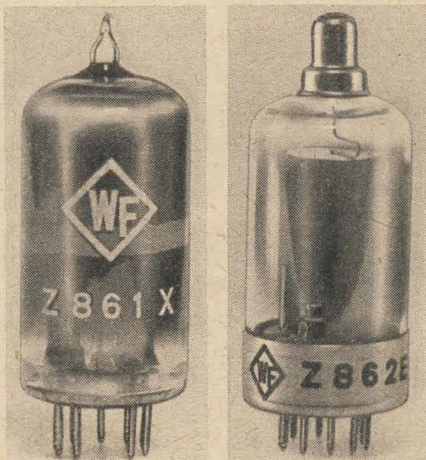


Bild 13: Z 861 X

Bild 15: Z 862 E

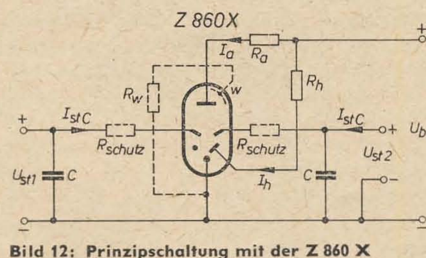


Bild 12: Prinzipschaltung mit der Z 860 X

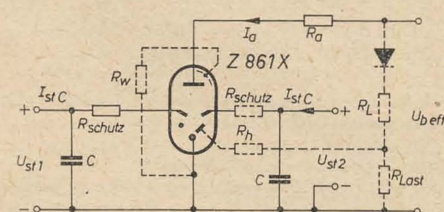


Bild 14: Prinzipschaltung mit der Z 861 X

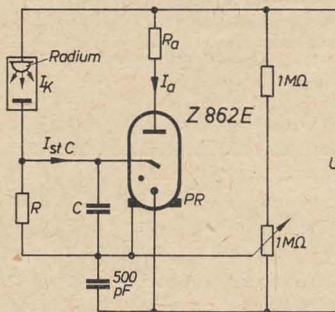


Bild 16: Prinzipschaltung mit der Z 862 E

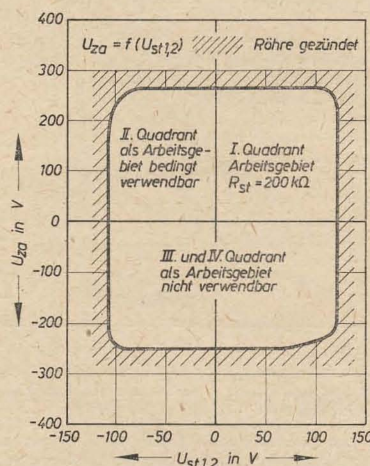


Bild 17: Zündkennlinie (Z 860 X)

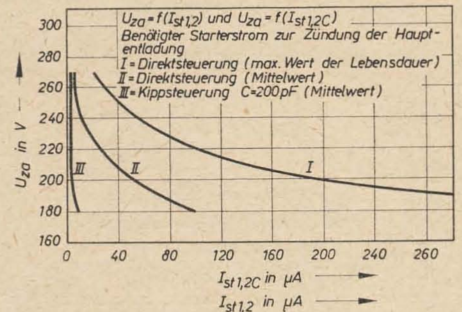


Bild 18: Übernahmekennlinie (Z 860 X)

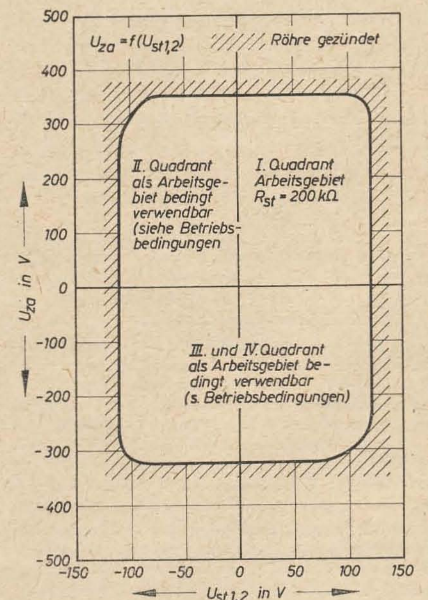


Bild 19: Zündkennlinie (Z 861 X)

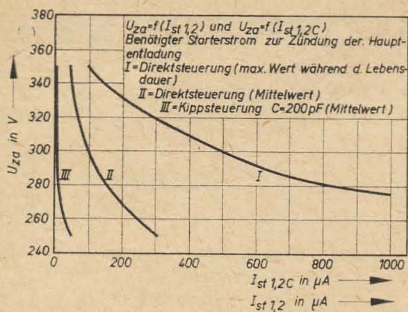


Bild 20: Übernahmekennlinie (Z 861 X)

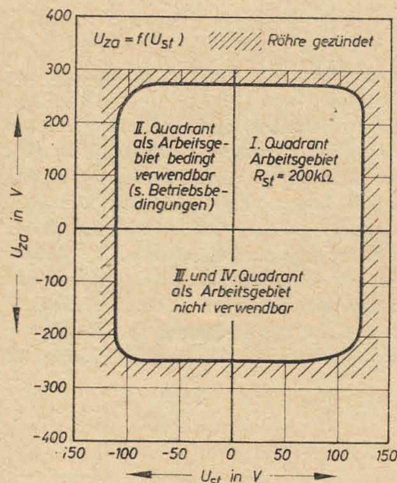


Bild 21: Zündkennlinie (Z 862 E)

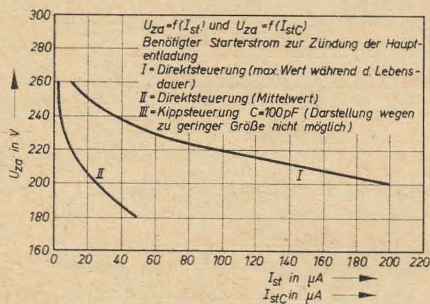


Bild 22: Übernahmekennlinie (Z 862 E)

Technische Daten

	Z 860 X	Z 861 X	Z 862 E
			Anschlußkappe TGL 0-41535
	9-Stift-Miniaturröhre	9-Stift-Miniaturröhre	9-Stift-Miniaturröhre
Gewicht in p	≈ 11	≈ 11	≈ 14
Röhrenstandard	TGL 11916	TGL 14556	TGL 200—8203
KENNWERTE			
Anodenzündspannung U_{za} in V	330[2]) [4])	425[2]) [4])	310[3])
Starterzündspannung (U_a = 0 V) U_{zst} (1,2) in V	140[4]) [21])	135[4]) [21])	140[22])
Hilfselektrodenzündspannung (U_a = 0 V) U_{zh} in V	150[23])	150[23])	
Anodenbrennspannung U_{Ba} in V	110[7])	115[7])	108[8])
Starterbrennspannung U_{Bst} (1,2) in V	110[10])	110[10])	100[11])
Starterübernahmestrom			
bei Direktsteuerung I_{st} (1,2) in µA	50[4]) [24])	50[4]) [24])	10[24])
bei Kippsteuerung $I_{st\,C}$ (1,2) in µA	≦ 1[13]) [24])	≦ 1[13]) [24])	etwa 10^{-6} [24])
Aufbauzeit t_i in µs	100[14])	100[14])	100
$t_{i(h)}$ in µs	20[4])	20[4])	
Erholzeit t_e in µs	1000[16]) [25])	1000[16]) [25])	1000[17]) [25])
BETRIEBSWERTE			
Bereitschaftsspannung U_b in V	220	eff. 220	220
Anodenstrom I_a in mA	20	15	10 ··· 15
max. Startervorspannung (Scheitelwert) in V	100	100	90
min. überlagerte Zündwechselspannung (Scheitelwert) in V	50	60	65
Starterzündspannung (Scheitelwert) $\hat{u}_{st\,min}$ (1,2) in V (Summe beider Spannungen)	150	160	155
GRENZWERTE			
Bereitschaftsspannung			
bei Gleichspannungsbetrieb			
$U_{b\,max}$ in V	270	350	260
$U_{b\,min}$ in V	180	250	180
bei Wechselspannungsbetrieb			
$U_{b\,eff\,max}$ in V		250	
$U_{b\,eff\,min}$ in V		180	
Anodenstrom $I_{a\,max}$[26]) in mA	40	40[18])/25[19])	25
Anodenspitzenstrom $\hat{i}_{a\,max}$ in mA	200[27])	200[27])	125[27])
Starterübernahmestrom $I_{st\,max}$ (1,2) in mA	1	1	1
Hilfselektrodenstrom $I_{h\,max}$ in µA	20	20	
Integrationszeit τ_{max} in s	15	15	15
Parallelkapazität zur Starterstrecke C ∥ in nF			
bei $R_{schutz\,min}$	0 Ω : ≦ 1	0 Ω : ≦ 1	0 Ω : ≦ 0,5
bei $R_{schutz\,min}$	2 kΩ : < 5	2 kΩ : < 5	2 kΩ : < 2,5
bei $R_{schutz\,min}$	5 kΩ : ≧ 5	5 kΩ : ≧ 5	5 kΩ : ≧ 2,5
Umgebungstemperatur $t_{Ugb\,max}$ in °C	+ 75	+ 75	+ 75
$t_{Ugb\,min}$ in °C	— 60	— 50	— 60

[2]) U_{st} (1,2) = 0 V; [3]) U_{st} = 30 V; [4]) I_h etwa 10 µA; [7]) I_a = 20 mA; [8]) I_a = 10 mA; [10]) I_{st} (1,2) = 5 mA; [11]) I_{st} = 2 mA; [13]) C = 200 pF; [14]) I_h = 0 µA; [16]) i_a = 20 mA; [17]) i_a = 10 mA; [18]) bei Gleichspannungsbetrieb; [19]) bei Wechselspannungsbetrieb.

[21]) Bei Hochfrequenzeinfluß kann dieser Wert bedeutend niedriger liegen. Zur Abschirmung gegen Störfelder sowie bei besonderen Steuerschaltungen (Tonfrequenzsteuerung) kann der innere Kolbenbelag durch den Wandkontakt w über einen Widerstand von 1 ··· 2 MΩ mit der Katode k verbunden werden, wobei die Bereitschaftsspannung U_b jedoch nicht größer als 225 V bei der Z 860 X bzw. 300 V bei der Z 861 X sein darf.

[22]) Gilt für langsam ansteigende Starterspannung. Bei schnell ansteigender Starterspannung kann dieser Wert überschritten werden. Umgekehrt kann bei Hochfrequenzeinfluß dieser Wert bedeutend niedriger liegen.

[23]) Werden sehr kurze Aufbauzeiten der Entladung oder niedrige und hochkonstante Starterzündspannungen gefordert, so kann die Hilfselektrode h über einen Widerstand von 10 MΩ direkt an die gleichgerichtete Bereitschaftsspannung angeschlossen werden.

[24]) Zur Übernahme der Entladung auf die Hauptentladungsstrecke a—k erforderlicher Starterübernahmestrom I_{st} bei U_b 200 V für Z 860 X; bei $\hat{u}_a$ = 300 V für Z 861 X, bei U_b = 220 V für Z 862 E.

[25]) Bei stromstarken Entladungen (Spitzenstrombetrieb) kann die Erholzeit auf mehrere ms ansteigen.

[26]) Der Katodenstrom ist so hoch zu wählen, daß die Katodenvorderseite mit Glimmlicht bedeckt ist.

[27]) Kurzzeitige Spitzenströme (0,1 s) bis 1,0 A bei Z 860 X bzw. Z 861 X und bis 0,5 A bei Z 862 E sind zulässig.

Aus der Reparaturpraxis

Mitteilung aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Das DF-Moiré

Das DF-Moiré ist eine weit verbreitete, aber wenig erkannte Selbststörung des Fernsehempfängers. Es äußert sich besonders bei schwachem Eingangssignal in einer mehr oder weniger starken Kräuselung, die vorhangartig über das Bild gelegt scheint. Bei stärkerem Auftreten dieses Moirés bilden sich zusammenhängende Linien, die aber nicht scharf begrenzt sind, wie beim normalen Moiré, das durch Überlagerung von unmodulierten HF-Trägern mit dem Fernsehsignal entsteht, sondern die stark ausgefranst sind und sich in unregelmäßigen Formen über den Bildschirm ziehen. Das DF-Moiré ist keine auf dem Bildschirm stillstehende Erscheinung, sondern erinnert an den durch das Rauschen verursachten Grieß und wird deshalb mit ihm häufig verwechselt oder dazugerechnet.

Es gibt ein einfaches Mittel, DF-Moiré und Rauschen voneinander zu unterscheiden. Schließt man den Eingang des DF-Verstärkers kurz oder entfernt man die erste DF-Röhre und verschwindet damit der kräuselnde Vorhang im Bild, dann liegt eindeutig DF-Moiré vor.

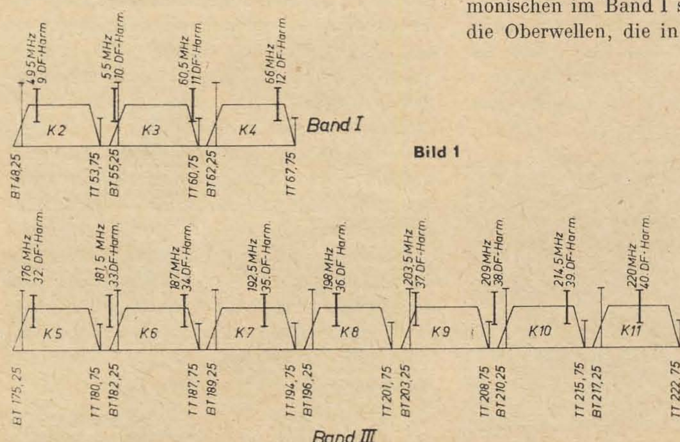


Bild 1

Das DF-Moiré entsteht durch die Oberwellen der DF, die durch die Begrenzung vor und im FM-Demodulator entstehen. Es werden Oberwellen sehr hoher Ordnung gebildet. Gelangen diese Oberwellen an den Eingang des Fernsehempfängers, dann überlagern sie das Bildsignal und erscheinen auf dem Bildschirm als die oben beschriebenen Kräuselungslinien. Die Kräuselung entsteht durch die Frequenzmodulation der DF und ihrer Oberwellen. Deshalb besteht zwischen der Kräuselung und dem Begleitton der Sendung ein deutlicher Zusammenhang. Die Oberwellen werden durch Speiseleitungen des DF-Verstärkers zum Eingang des Fernsehempfängers verschleppt oder gelangen durch Strahlung an diese Stelle. Bild 1 zeigt die Lage der Fernsehkanäle im Band I und III und die Harmonischen der DF, die als Störursache in Betracht kommen.

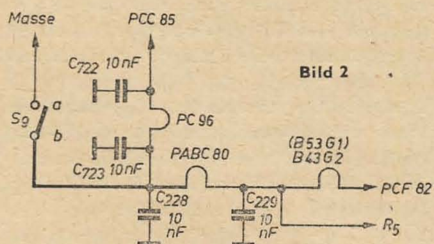


Bild 2

Die restlichen Harmonischen, die alle vorhanden sind, liegen außerhalb der Fernsehkanäle und stören den Fernsehempfang daher nicht. Allgemein ist zu sagen, daß die niedrigen Harmonischen im Band I stark gebildet werden; die Oberwellen, die in Band III fallen, sind meist schwächer, werden aber durch Versorgungsleitungen angehoben, die durch ihre Länge in Resonanz mit der Störfrequenz kommen können.

Die Praxis zeigt, daß die Kanäle 2 und 5 am stärksten vom DF-Moiré betroffen sind, da bei beiden Kanälen die sichtbare Schwebungsfrequenz mit dem Bildträger relativ niedrig liegt und deshalb besonders gut sichtbar ist. Außerdem liegt die Störfrequenz in dem Teil des Durchlaßbereiches, der die höchste Verstärkung aufweist. Das DF-Moiré läßt sich beseitigen, indem alle Leitungen, die vom Begrenzer und vom FM-Demodulator, d. h. Ratiodetektor, abführen, auf ihre Hochfrequenzfreiheit geprüft werden und gegebenenfalls durch UKW-Drosseln und Kondensatoren gesiebt werden. Zur Entstörung für Band I sind UKW-Drosseln erforderlich, für Band III genügen schon 6 ··· 8 Windungen Schaltdraht mit einem Windungsdurchmesser von etwa 10 mm. Gute Dienste beim Aufsuchen der hochfrequenzführenden Leitungen besitzt ein Störsuchkoffer, da dann die Modulation der Oberwellen abhörbar ist. Man muß geduldig nach den Leitungen suchen, die die störenden DF-Oberwellen abführen. Dabei kann sich beim Sieben der einen oder anderen Leitung das Moiré durchaus verstärken. Dieser Fall tritt dann auf, wenn mehrere Leitungen die störenden Oberwellen abführen und sich die Störspannungen einzelner Leitungen durch Phasenunterschiede teilweise kompensieren. Man hat dann noch nicht alle Leitungen gefunden. Für das Standard-Fernsehgerät zeigen die Bilder 2 bis 6 die wichtigsten oberwellenabführenden Leitungen.

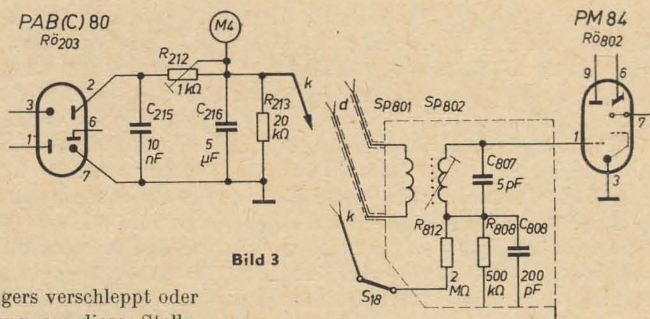


Bild 3

Bild 4

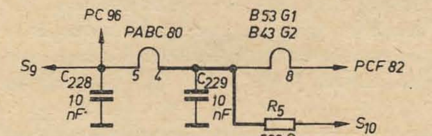


Bild 5

Bild 6

Es sind dies beim AB-Gerät:

1. Die Heizleitung der PABC 80 (Rö $_{203}$) zum Schalter S_9 (Bild 2)
2. Die Leitung vom Punkt M 4 des Ratiodetektors zum Schalter S_{18} (Bild 3)

3. Die Leitung vom Lautstärkefernregler (Punkt 7) zum Schirmgitter der EF 80 ($Rö_{202}$) (Bild 4)
4. Die Heizleitung von der PABC 80 ($Rö_{203}$) zu R_5 (Bild 5)
5. Die beiden Leitungen, die von C_{221} zum Schalter S_{26} (Sprache-Musik-Schalter) führen (Bild 6)

Die unter 1. und 2. genannten Leitungen führen die Oberwellen zum Tastensatz und von dort aus zum Netzkabel. Je nach dem räumlichen Abstand zwischen Netzkabel und Antennenzuleitung gelangen die Oberwellen mehr oder weniger gut zum Eingang. Sie haben Bedeutung für alle Kanäle. Die Siebung erfolgt bei der Heizleitung Punkt 1 durch eine UKW-Drossel (nur für Band III genügt eine Windungsdrossel), bei der Leitung zum Magischen Band genügt ein Widerstand von 1 kΩ 0,1 W. Beide Leitungen entfallen im B-Gerät. Zur Entstörung im Band III genügt es auch, die Heizleitung der PABC 80 (Punkt 1) aus dem Kabelbaum herauszunehmen und zwischen der Steckverbindung zur Taste und der Heizlötfahne an der PABC 80 im Gerät frei zu spannen. Diese Maßnahme ist im Februar in die Produktion eingeführt worden; sie wirkt nur im Band III. Der im Band I besonders vom Moiré betroffene Kanal 2 ist jedoch zur Zeit in der DDR nicht belegt.

Die Fernbedienungsleitung (Punkt 3) strahlt besonders im Band III Oberwellen ab. Sie ist im verbilligten B-Gerät nicht vorhanden. Zur Siebung genügt eine Windungsdrossel oder ein Widerstand 1 kΩ 0,1 W.

Die Leitung (Punkt 4) hat nur Bedeutung im Kanal 4. Ihr Einfluß ist gering. Falls notwendig, muß sie durch eine UKW-Drossel abgesperrt werden. Am deutlichsten sichtbar im Kanal 4 ist das Tonmoiré, das durch die erste Oberwelle der Ton-ZF 33,4 MHz hervorgerufen wird. Es ist kein DF-Moiré und läßt sich durch Kurzschluß der DF auch nicht beseitigen.

Die Leitungen (Punkt 5) werden, falls erforderlich, durch eine Drossel zwischen Triodenanode und C_{219} abgesperrt. Diese beiden Leitungen werden durch die Kapazität Diodenanode-Triodenanode der PABC 80 angekoppelt.

Man ersieht daraus, daß das AB-Gerät die stärkste Moiréneigung besitzt, während das verbilligte B-Gerät praktisch moiréfrei ist.

Das Moiré ist abhängig von der Eingangsspannung. Durch die Regelung wird dem Begrenzer stets ein konstantes Signal angeboten. Damit ist auch die Amplitude der Oberwellen konstant. Bei wachsender Eingangsspannung wird daher das Signal-Störverhältnis immer besser und das Moiré verschwindet. Da bei geringen Eingangsspannungen das Moiré am stärksten erkennbar ist, wird im VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt der Empfänger nur mit einer Eingangsspannung von 200 μV geprüft. Damit lassen sich Geräte mit DF-Moiré sofort erkennen.

Eine generelle Unterdrückung des DF-Moirés ist nur mit großem konstruktiven und damit auch finanziellen Aufwand möglich, da die abstrahlenden Baustufen (Begrenzerröhre, Demodulationsstufe usw.) vollständig abgeschirmt aufgebaut werden müßten.

Zum Schluß sei noch darauf hingewiesen, daß das Moiré auch auftritt, wenn Oberwellen der DF von einem zweiten Gerät aufgefangen werden.

PVC-Schlauch als Zusatzisolierung auf Schichtwiderstände

Auf Grund einer Mitteilung vom WBN Teltow über durchgeführte Untersuchungen an Widerständen, welche mit PVC-Schlauch überzogen sind, geht hervor, daß durch diesen Schlauch schädliche Einflüsse auf die Lebensdauer des Widerstandes festgestellt wurden.

Aus diesem Grunde möchten wir zur Erhöhung der Betriebssicherheit der Geräte empfehlen, bei auftretenden Reparaturen die Schläuche zu entfernen. Folgende Widerstandspositionen wurden vor Bekanntwerden dieser Beeinflussung durch uns mit PVC-Schlauch üderzogen:

R_{211} (DF-NF-Platte)
R_{418} (AS-Platte)
R_{310} (Kanalwähler)
R_{531} (Ablenkeinheit)

Spannungskonstanthalter für 110°-Geräte

In unseren Bedienungsanleitungen werden die Kunden darauf hingewiesen, daß die Fernsehgeräte bei Auftreten von starken Spannungsschwankungen über einen Regeltrafo oder einen geeigneten Spannungskonstanthalter betrieben werden sollen.

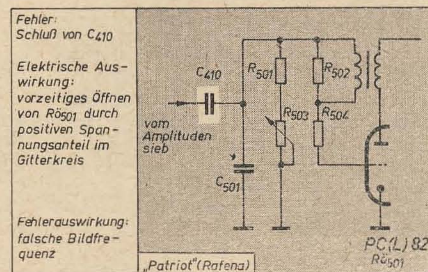
Aus eingehenden Kundenreklamationen geht immer wieder hervor, daß trotz dieses Hinweises Spannungskonstanthalter verwendet werden, die auf dem Bildschirm Fehlererscheinungen hervorrufen.

Der Begriff „geeigneter Konstanthalter" ist im Prinzip sehr dehnbar. Tatsache ist, daß ein Fernsehgerät für annähernd sinusförmige Wechselspannung dimensioniert und bei Abweichungen von der Sinusform mit Schwierigkeiten zu rechnen ist. Diese Schwierigkeiten sind bei dem für 110°-Fernsehgeräte speziell entwickelten Spannungsgleichhalter „Volto 110" und „Konstanze" auf ein Minimum reduziert.

Werden andere Spannungskonstanthalter, welche nicht speziell für 110°-Geräte entwikkelt wurden, verwendet, können durch die Vertragswerkstätten Änderungen getroffen werden, wenn durch ein zusätzliches RC-Glied im Ausgangskreis bzw. im Netzwerk des Ein- und Ausganges eine Kurvenformverbesserung erreicht wird. Außerdem sollte der Zustand der Röhre PL 84 im Vertikalkippteil in solchen Fällen überprüft werden, da Röhren mit großen Gitter-Fadenkapazitäten infolge der Differentiation besonders zu Störungen dieser Art neigen.

Verändern der Bildfrequenz bei Erwärmung eines „Rafena-Patriot"

Bei diesem Gerät veränderte sich nach etwa 15 min. Betriebsdauer die Bildfrequenz, und das Bild lief durch. Mit dem Nachstellen des Reglers wurde zwar das Bild ruhiger, aber nach kurzer Zeit veränderte die Bildfrequenz sich wieder.

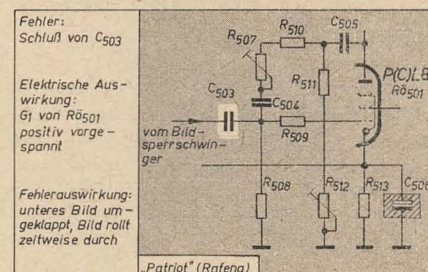


Da die Frequenz des Sperrschwingers von der Entladezeit des Sperrschwingerkondensators C_{501} ($Rö_{501}$, PCL 82) abhängig ist, wurden R_{501}, R_{503} und C_{501} überprüft. Erfahrungsgemäß war häufig R_{501} defekt. Diese Bauelemente waren jedoch in Ordnung. Der Koppelkondensator vom Amplitudensieb C_{410} wurde deshalb untersucht. Dieser wies bei Erwärmung einen zu kleinen Isolationswiderstand auf. Dadurch gelangt an das Gitter der Sperrschwingerröhre ein positiver Spannungsanteil, wodurch diese zeitlich früher geöffnet wurde. Dadurch veränderte sich die Frequenz des Sperrschwingers. Nach Austauschen von C_{410} stellte sich wieder eine konstante Bildfrequenz ein (Bild).

E. Forkheim

Fehler in der Vertikalendstufe eines „Rafena-Patriot"

Bei einem Rafena-Patriot war das Bild an der unteren Bildseite umgeklappt. Außerdem stimmte die Bildfrequenz nicht richtig, und die Bilder liefen oft durch. Da das umgeklappte untere Bildende einen Fehler in der Vertikalendstufe vermuten ließ, wurde diese untersucht. Zunächst fiel der Verdacht auf den Katodenkondensator C_{506}, denn dieser war schon oft bei ähnlichen Fehlern durchgeschlagen (Bild). Er war jedoch in Ordnung. Deshalb wurden die Betriebsspannungen der Vertikalendröhre gemessen ($Rö_{501}$). Dabei fiel auf, daß das Steuergitter leicht positiv vorgespannt war. Hierdurch verlagerte sich der Arbeitspunkt der Vertikalendröhre, das untere Bildende klappte um. Als Fehlerursache wurde der Koppelkondensator C_{503} festgestellt. Wäre der Katodenkondensator C_{506} durchgeschlagen, so würde sich ebenfalls der Arbeitspunkt verlagern und sich dann im unteren Bilddrittel ein ähnlicher Fehler ergeben.



Der defekte Koppelkondensator wirkte aber auch mit seinem zu geringen Isolationswiderstand rückwärts auf den Vertikalgenerator und veränderte seine Frequenz. Nach Auswechseln des Koppelkondensators waren beide fehlerhaften Erscheinungen beseitigt.

E. Forkheim

Dimensionierung der Horizontalendstufe im Fernsehempfänger

Dipl.-Ing. EBERHARD LORITZ und Dipl.-Ing. ERNST BALFANZ

Teil 2 und Schluß

Zeilentransformatorbedingung

Für die maximale Auslenkung des Elektronenstrahles gilt die Energiebeziehung

$$(U_B + U_{vx}) \frac{I_{a\,max}}{2} \cdot \frac{T_H}{2} = W_{mg} \qquad (39)$$

Dann ist die Boosterdiode während des gesamten Hinlaufes leitend. Innerhalb des Rücklaufes darf die maximal zulässige Spannung (Rücklaufimpuls) zwischen Anode und Katode der Endröhre nicht überschritten werden:

$$U_{Rö\,max} = U_b + U_B + c\,(U_B + U_{vx}) \qquad (40)$$

In guter Näherung erhält man mit $U_b \approx U_{vx}$ bei niedrigem Spannungsabfall über der Endröhre

$$U_B + U_{vx} = \frac{U_{Rö\,max}}{c+1} \qquad (40a)$$

Setzt man Gl. (40a) in Gl. (39) ein, so entsteht eine Gleichung, die in [8] als Zeilentransformatorbedingung charakterisiert wurde

$$U_{Rö\,max} \cdot I_{a\,max} = 4 \cdot R \cdot W_{mg} \cdot f_z \qquad (41)$$

$$R = \frac{c+1}{1 - \frac{T_R}{T_Z}} \quad \text{(Rücklaufgröße)} \qquad (41a)$$

$$f_Z = \frac{1}{T_Z} \quad \text{(Zeilenfrequenz)} \qquad (41b)$$

Die Zeilentransformatorbedingung verknüpft die wesentlichen Größen miteinander, die für eine Dimensionierung bestimmend sind.
Die Leistungsbilanz liefert

$$N_v = U_{vx} \cdot I_{am} = U_{vx} \cdot \frac{I_{a\,max}}{l} \qquad (42)$$

I_{am} ist dabei der mittlere Anodenstrom und l das Verhältnis von Anodenspitzenstrom zum mittleren Anodenstrom der Endröhre. Außerdem gelten die folgenden Zusammenhänge

$$U_b = U_{vx} + U_a \big|_{I_{a\,max}} \qquad (43)$$

und

$$U_B = \frac{U_{Rö\,max}}{c+1} - U_{vx} \qquad (44)$$

Dimensionierung der Horizontalendstufe bei vorgegebenem Rücklauf

Als Grundlage dient die Zeilentransformatorbedingung (41). Durch die Rücklaufdauer ist die Rücklaufgröße festgelegt. Er erweist sich dabei als günstig, die Funktion $R = f\,(T_R/T_Z)$ grafisch darzustellen (Bild 7). Dann kann die Größe von R aus dem Diagramm entnommen werden. Ebenso ist im Bild 7 mit aufgetragen

$$c = f\,(T_R/T_Z) \quad \text{bzw.} \quad c + 1 = f\,(T_R/T_Z)$$

Die maximale Anodenspannung $U_{Rö\,max}$ ist vom Hersteller vorgegeben und sollte bis auf einen Sicherheitsfaktor s voll ausgenutzt werden, um die Strombelastung auf ein Minimum herabzusetzen. Der minimale Spitzenstrom beträgt dann:

$$I_{a\,max} = \frac{4\,R\,W_{mg}\,f_z}{U_{Rö\,max} \cdot s} \qquad (45)$$

Aus der Gleichung $l \cdot N_v = U_{vx} \cdot I_{a\,max}$ und den I_a-U_a-Kennlinien der zu verwendenden Endröhre werden die Größen l, U_b, U_{vx} und U_a ermittelt.
Dann gelten noch die Gleichungen

$$U_{vx} = U_b - U_a \big|_{I_{a\,max}} \qquad (45a)$$

und

$$U_B = \frac{U_{Rö\,max}}{c+1} - U_{vx} \qquad (45b)$$

Eine Größe kann davon vorgegeben werden, und zwar l oder U_b.

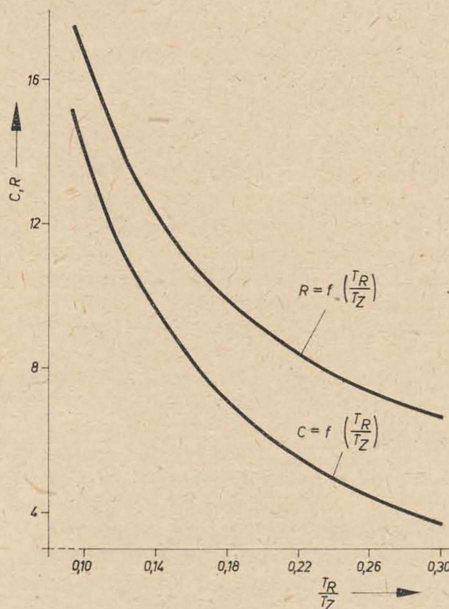


Bild 7: Rücklaufgröße R und Spannungsverhältnis c + 1 als Funktion der Rücklaufdauer

Dimensionierung bei vorgegebener Endröhre

Aus der Berechnung nach vorgegebener Rücklaufdauer kann sich u. U. ein größerer Anodenspitzenstrom ergeben, als die Röhrentabelle angibt. Bei Einhaltung des vom Hersteller angegebenen maximalen Katodenstromes läßt sich dann die minimal erreichbare Rücklaufdauer ermitteln

$$R = \frac{U_{Rö\,max} \cdot I_{a\,max} \cdot s}{4\,W_{mg} \cdot f_z} \qquad (46)$$

Aus dem Diagramm $R = f\,(T_R/T_Z)$ wird die Rücklaufdauer abgelesen. Weiterhin gelten wieder die gleichen Beziehungen wie bei vorgegebenem Rücklauf.

Berechnung des Übertragers

Mit vorgegebenem Koppelfaktor k des Übertragers und einem zu wählenden optimalen Verhältnis $\alpha = L_{ab}/L_{yz}$ ist der Ausnutzungsfaktor η und damit die gesamte zu speichernde Energie bekannt.
Im Transformator wird dann ein entsprechender Energieanteil gespeichert

$$W_{Tr} = W_{mg} - W_{ab} = \left(\frac{1}{\eta} - 1\right) W_{ab}, \qquad (47)$$

der mit der maximalen Induktion B_{max} und Feldstärke H_{max} im Kern dessen Volumen bestimmt

$$V_{min} = \frac{2\,W_{Tr}}{B_{max}\,H_{max}} \qquad (48)$$

Mit dem Kern ist auch der magnetische Widerstand R_m des Trafos bekannt. Aus ihm, den am Transformator anliegenden Spannungen, der Induktivität der Ablenkspulen und der Ablenkenergie sind die Windungszahlen zu berechnen. Dabei ist Bild 8 zu beachten.

$$U_{ab} = U_{yz} = \frac{2}{T_H} \sqrt{2\,W_{ab} \cdot L_{ab}} \qquad (49)$$

$$w_{yz} = \sqrt{\frac{L_{ab}}{\alpha} R_m} \qquad (50)$$

$$w_{Heiz} = \frac{U_{Heiz}}{U_{ab}} \cdot \frac{U_B}{U_{xz\,eff}} \cdot w_{yz} \qquad (51)$$

$U_{xz\,eff}$ ist der Effektivwert der Spannung am Wicklungsteil W_{xz}. Er beträgt

$$\frac{U_{xz\,eff}}{U_B} = \sqrt{\frac{T_H}{T_Z} + \frac{T_R}{T_Z}\,\frac{c^2}{2}} \qquad (52)$$

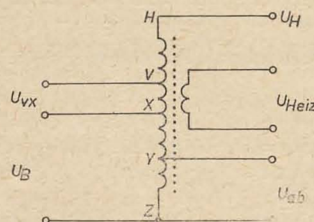


Bild 8: Prinzipieller Aufbau eines Horizontalübertragers

und bei sinusförmigem Rücklauf

$$\frac{U_{xz\,eff}}{U_B} = \sqrt{\frac{T_H}{T_Z}\left(1 + \frac{\pi^2}{8}\,\frac{T_H}{T_R}\right)} \qquad (52a)$$

Die übrigen Windungszahlen ergeben sich aus den Spannungsverhältnissen

$$w_{vx} = \frac{U_{vx}}{U_{ab}} \cdot w_{yz} \qquad (53)$$

$$w_{xy} = \left(\frac{U_B}{U_{ab}} - 1\right) w_{yz} \qquad (54)$$

$$w_{Hv} = \left[\left(\frac{U_{Ho}}{U_B + U_{vx}} - 1\right) \frac{1}{c} - 1\right] w_{vz} \qquad (55)$$

mit $w_{vz} = w_{vx} + w_{xy} + w_{yz}$.
Der Übertrager ist mit angeschlossener Ablenkeinheit auf die Rücklauffrequenz abzugleichen, wobei die Eigen- und Streukapazitäten in Rechnung zu setzen sind

$$C_p = \frac{1}{\omega^2 L} - C_s \quad \left(C_s < \frac{1}{\omega^2 L}\right) \qquad (56)$$

Schirmgitterbelastung

Um den Anodenstrom der Endröhre bei geringer Anodenspannung zu erhalten, wird die Schirmgitterspannung möglichst hoch ge-

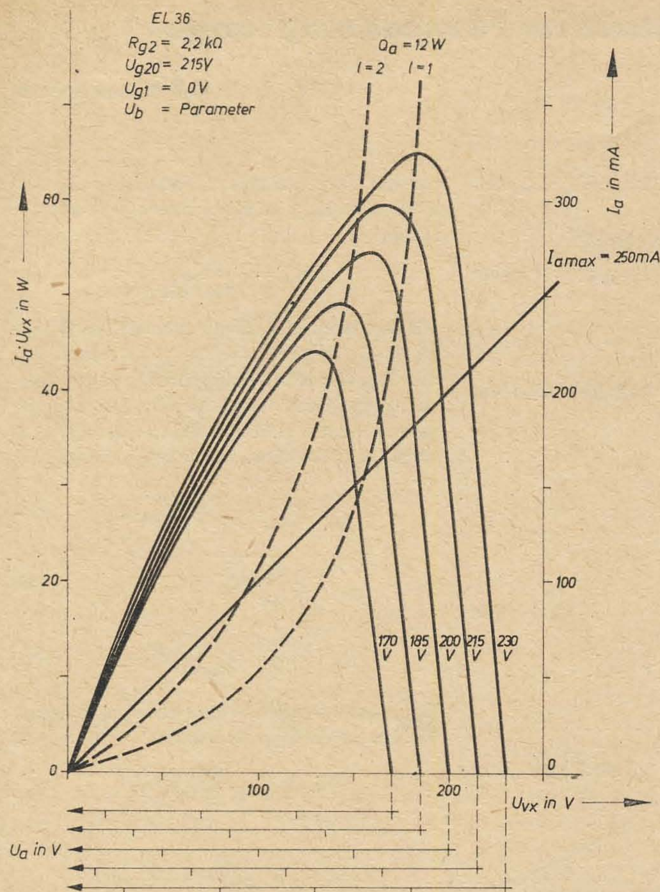


Bild 9: Leistungskennlinienfeld für die Röhre EL 36, Parameter: Betriebsspannung U_b

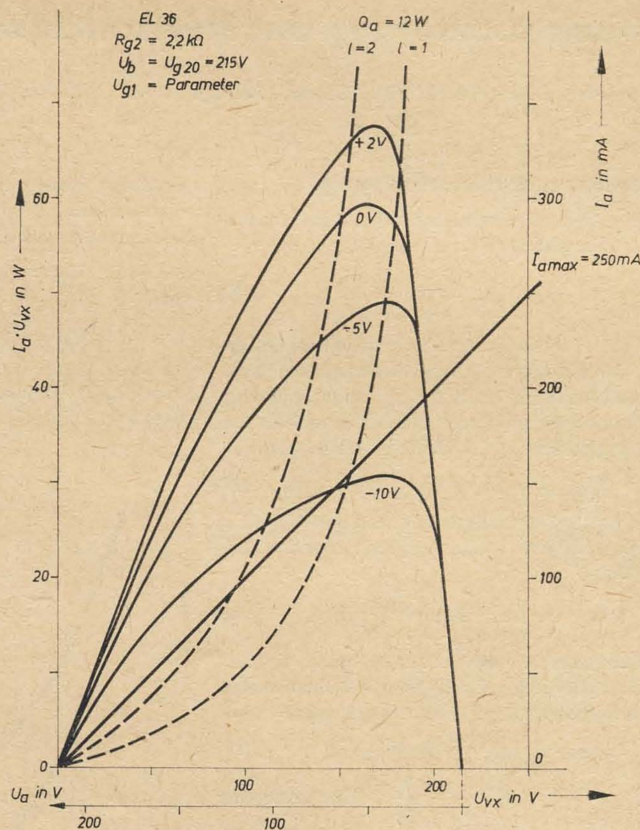


Bild 10: Leistungskennlinienfeld für die Röhre EL 36, Parameter: Gittervorspannung U_{g1}

wählt. Eine obere Grenze ist durch die Schirmgitterverlustleistung gesetzt.

Es gilt

$$N_{g2} = U_{g2} \cdot I_{g2} \qquad (57)$$

Am Schirmgitter liegt die Spannung

$$U_{g2} = U_b - I_{g2} \cdot R_{g2} \qquad (58)$$

an, also beträgt die Leistung

$$N_{g2} = U_b \cdot I_{g2} - R_{g2} \cdot I_{g2}^2 \qquad (58\,a)$$

Aus der Extremwertbetrachtung resultiert der minimale Schirmgitterwiderstand

$$\frac{d\,N_{g2}}{d\,I_{g2}} = 0 = U_b - 2\,R_{g2}\,I_{g2}, \qquad (59)$$

also

$$R_{g2} = \frac{U_b^2}{4\,N_{g2\,max}} \qquad (60)$$

Diese Beziehung gilt bei konstantem Stromfluß. Die Endröhre ist aber während eines Zeitraumes gesperrt, und zwar je nach dem Verhältnis l von Anodenspitzenstrom zu mittlerem Anodenstrom. Der Schirmgitterwiderstand darf dann um diesen Faktor kleiner sein.

$$R_{g2\,min} = \frac{U_b^2}{4 \cdot l \cdot N_{g2\,max}} \qquad (61)$$

Wahl des Arbeitspunktes

Bei der Wahl des Arbeitspunktes ist eine Reihe von zusätzlichen Forderungen zu beachten.

a) Einmal soll bei einer definierten Gitterspannung und minimaler Anodenspannung der berechnete Anodenspitzenstrom fließen. Wird eine Amplitudenstabilisierung angewandt, so muß sich die Größe $I_{a\,max} \cdot U_{vx}$ in den erforderlichen Grenzen steuern lassen.

b) Schwankungen der Betriebsspannung dürfen möglichst keine Änderung der Spannung U_{vx} bewirken. Diese Forderung ist annähernd realisierbar, wenn die Schirmgitterspannung der Endpentode stabilisiert wird, und der Arbeitspunkt außerhalb des Stromübernahmegebietes liegt.

c) Umgekehrt soll bei Stabilisierung der Betriebsspannung die Abhängigkeit der Spannung U_{vx} von der Belastung des Zeilentransformators möglichst klein sein. Dazu ist ein Arbeitspunkt im Stromübernahmegebiet nötig.

Um alle diese Abhängigkeiten schnell, anschaulich und trotzdem exakt ermitteln zu können, werden die I_a-U_a-Kennlinienfelder der Endpentode in Leistungskennlinienfelder umgezeichnet.

Auf der Abszisse trägt man die Spannung U_{vx} und an der Ordinate das Produkt $I_a \cdot U_{vx}$ auf. Dann ergeben sich typische Leistungskennlinien. Als Beispiel sind in den Bildern 9 und 10 Kennlinien der Röhre EL 36 angegeben.

Deutlich erkennt man die beiden prinzipiellen Betriebsarten der Endpentode. Der rechte Teil vom Maximum stellt den Stromübernahmebereich dar. Die starke Abhängigkeit der Leistung von der Betriebsspannung ist leicht erkennbar.

Um die Anodenverlustleistung der Endröhre nicht zu überschreiten, wird die Hyperbel aus dem I_a-U_a-Kennlinienfeld übertragen. Die Verlustleistung kann um den Faktor l größer gewählt werden. Es erweist sich als günstig, mehrere Kennlinienfelder mit verschiedenen Größen als Parameter (U_b, U_{g1}, U_{g2}, R_{g2}) aufzunehmen.

Damit kann man die Dimensionierung bis auf die Berechnung des Anodenspitzenstromes und der Windungszahlen grafisch durchführen. Wird in das Kennlinienfeld nun die Gerade $I_{a\,max} \cdot U_{vx}$ eingezeichnet (im Beispiel $I_{a\,max} = 250$ mA), so ergibt sich als Schnittpunkt der zu wählende Arbeitspunkt. An der Ordinate ist die Größe $l \cdot N_v$ — also bei bekannter Verlustleistung das Stromverhältnis — und an der Abszisse die Spannung U_{vx} bzw. die Anodenspannung U_a abzulesen. Der Einfluß der einzelnen Größen ist durch diese Darstellung sofort zu übersehen.

Zusammenfassung

Um die Horizontalendstufe im Fernsehempfänger optimal zu bemessen, werden Dimensionierungsunterlagen angegeben, die speziell für die Praxis zugeschnitten sind. Die Dimensionierung erfolgt u. a. mit einem Leistungskennlinienfeld, das aus dem I_a-U_a-Kennlinienfeld der Endpentode gewonnen wird, und mit der aufgestellten Zeilentransformatorbedingung. Voraussetzung dafür bildet eine Untersuchung über die Formstarrheit der Strom- und Spannungsverläufe bei Belastung und bei Laständerungen. Eine große Rolle spielt der Koppelfaktor des Übertragers. Schließlich wird noch auf die Belastung der Endröhre eingegangen. ▶

Fernsehempfang mit defekter Bildröhre

EBERHARD MÜLLER

Im folgenden Beitrag wird der Videoverstärker eines selbstgebauten Fernsehempfängers beschrieben, der seit mehr als zwei Jahren mit einer zum Schrottpreis gekauften B 43 M 1 (Fadenkatodenschluß) einwandfrei arbeitet.

Allgemeines

Die Möglichkeit der weiteren Verwendung von Bildröhren mit Fadenkatodenschluß ist bekannt. Verbreitet ist die Methode, die Röhre an einem kapazitätsarmen Heiztrafo zu betreiben, um den Abfall der oberen Videofrequenzen gering zu halten [1]. Für den Amateur, der den Bau eines Fernsehgerätes plant, bietet sich jedoch eine elegantere, ohne jeden Nachteil behaftete Lösung an, nämlich die Katode lediglich zur Helligkeitsregelung heranzuziehen und den Wehneltzylinder zu steuern. Die Verwendung des genannten Spezialtrafos kann dann entfallen, und die Röhre arbeitet ohne jeden Verlust an Auflösungsvermögen. Bei Anlehnung an die industriell übliche Schaltungstechnik der TV-Empfänger mit einem einstufigen Videoverstärker sowie dem Amplitudensieb, auf das nur ein positiv gerichtetes Bildsignalgemisch gegeben werden darf, bedeutet eine Steuerung des Wehneltzylinders, daß

1. die Videodiode umgepolt und
2. eine Umkehrstufe zwischen Videoverstärker und Amplitudensieb geschaltet werden muß.

Es erscheint zweckmäßig, den Videoverstärker zweistufig aufzubauen. Verwendet man nun noch statt der ohnehin erforderlichen Triode für die getastete Regelung eine Doppeltriode, so kommt man zu einem dreistufigen Videoverstärker, wie er in einigen Luxusempfängern verwendet wurde [2]. Das Umpolen der Videodiode erübrigt sich damit ebenfalls.

Schaltung

Den Stromlaufplan des Verstärkers zeigt Bild 1. Das Signal gelangt über die Drossel L_1, die zur Korrektur des Frequenzganges als auch zur Sperrung von ZF-Oberwellen dient, auf das Steuergitter des I. Systems der ECC 85. Der Arbeitswiderstand dieser Stufe ist aufgeteilt. Das am Katodenwiderstand abfallende Signal wird der mit der Regelröhre EF 85 bestückten zweiten Verstärkerstufe zugeführt. Die Drossel L_2 vergrößert den Katodenwiderstand und damit die Verstärkung bei hohen Frequenzen. Das Videosignal hat am Gitter der Regelröhre die gleiche Polarität wie am Arbeitswiderstand des Gleichrichters, da es durch $Rö_{1a}$ nicht gedreht wird. Die Katodenkombination $R_5 \| C_2$ der Regelröhre ist frequenzabhängig und hebt den Frequenzgang im oberen Bereich an. Die Verstärkung (Kontrast) wird mittels Änderung der Röhrensteilheit durch das Potentiometer R_6 geregelt. Zur Vergrößerung des Regelbereiches wird über R_{10} ein zusätzlicher Gleichstrom durch das Potentiometer geschickt. C_3 und C_4 schließen R_6 wechselstrommäßig kurz. Ein Abfall der hohen Frequenzen durch Änderung der dynamischen Kapazität von $Rö_2$ tritt nicht auf, da diese Röhre durch den niederohmigen Katodenverstärker gespeist wird. Die Drossel L_3 bildet mit den schädlichen Parallelkapazitäten ein π-Glied, welches den Verstärkungsabfall am oberen Bandende ausgleicht. Die schädlichen Kapazitäten im Anodenkreis der Endstufe werden ebenfalls durch die Drosseln L_4 und L_5 kompensiert. An der Anode der EL 83

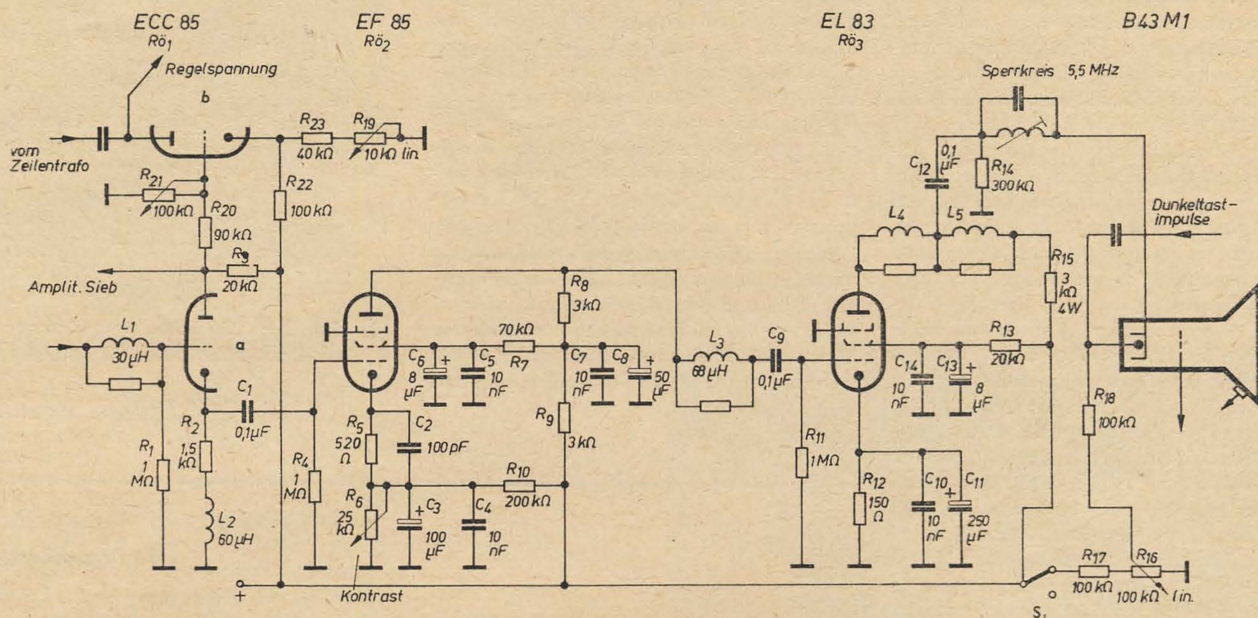


Bild 1: Schaltung des Videoverstärkers

Literatur

[1] Bergtold, F.: Die Große Fernseh-Fibel, Teil 3. Jakob-Schneider-Verlag, Berlin-Tempelhof, 1961

[2] Dillenburger, W.: Einführung in die neue deutsche Fernsehtechnik. Fachverlag Schiele und Schön, Berlin 1953

[3] Friend, A. W.: Television deflection circuits, Part II. RCA-Review, Nr. 1, März 1947

[4] Kerkhof, F., und Werner, I. W.: Fernsehen. Philips' Technische Bibliothek, Eindhoven 1951

[5] Küpfmüller: Einführung in die theoretische Elektrotechnik. Springer-Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg

[6] Mann/Fischer: Fernsehtechnik, Bd. II. Fachbuchverlag Leipzig

[7] Schröter, F.: Fernsehtechnik, 1. Teil: Grundlagen des elektronischen Fernsehens. Springer-Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg 1956
2. Teil: Technik des elektronischen Fernsehens. Springer-Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg 1963

[8] Balfanz/Loritz: Die Horizontalendstufe im Fernsehempfänger. Großer Beleg am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronenröhren der Technischen Universität Dresden, 1962

steht somit ein negativ gerichtetes Signal zur Verfügung, das zur Steuerung des Wehneltzylinders dient. Mit R_{16} kann die Größe der Gleichspannung an der Katode der Bildröhre, also die Helligkeit, geregelt werden. Der Schalter S_1 dient zur Leuchtpunktunterdrückung und ist mit dem Netzschalter gekoppelt. Beim Ausschalten des Empfängers schaltet er die positive Gleichspannung von der Katode ab. Der Wehneltzylinder wird damit gegenüber der Katode positiv und saugt die noch emittierenden Elektronen ab.
Das am Arbeitswiderstand R_3 von $Rö_{1a}$ stehende positiv gerichtete Signal gelangt einmal zum Amplitudensieb (ECC 82 Rafena Patriot) und zum anderen über die Spannungsteiler R_{20}, R_{21} an das Gitter der Taströhre (II. System der ECC 85). Deren Katode erhält über R_{22}, R_{23} und R_{19} ebenfalls eine positive Gleichspannung. Mit R_{21} wird die Gittervorspannung eingestellt. Die Anode erhält positive Rücklaufimpulse vom Zeilentrafo. Mit R_{19} kann die Regelspannung kontinuierlich verändert werden.

Aufbau

Wenn die angegebenen Induktivitätswerte eingehalten werden (saubere, kurze Verdrahtung vorausgesetzt), so erübrigt sich ein Abgleich des Verstärkers. Die in der Schaltung nicht bezeichneten Dämpfungswiderstände der Drosseln, die gleichzeitig als Tragkörper für dieselben dienen, haben lediglich den Zweck, scharfe Resonanzüberhöhungen infolge der Eigenkapazität der Drosseln zu vermeiden. Der Widerstandswert ist unkritisch und beträgt gleich der vier- bis fünffachen Impedanz der Spule. L_4 und L_5 im Anodenkreis der EL 83 sind die Original-Korrekturdrosseln vom „Dürer". Um L_1, L_2 und L_3 nicht selbst wickeln zu müssen, kauft man gerade greifbare Drosseln irgendeines Industriegerätes und wickelt sie auf die angegebenen Induktivitätswerte ab. Damit die obere Grenzfrequenz von 5 MHz ohne Abgleich erreicht wird, ist jedoch eine L-Messung unerläßlich. Der 5,5-MHz-Ton-ZF-Sperrkreis kann ebenfalls von einem beliebigen Industriegerät verwendet werden. Um mechanische Schwierigkeiten zu umgehen, wird der TV-Empfänger nur einpolig vom Netz geschaltet. Der andere Pol des zweipoligen Netzschalters übernimmt die Funktion von S_1. R_6 ist an der Vorderseite des Gerätes herausgeführt und gestattet eine von der Helligkeit und von der Synchronisation des Empfängers unabhängige Kontrastregelung, da der Verstärker RC-gekoppelt ist und das Amplitudensieb bereits von $Rö_{1a}$ gespeist wird. R_{19} ist an der Rückseite angebracht und dient zur Regelung der HF-Verstärkung.

Abgleich

Im Mustergerät wurde der Verstärker wie folgt abgeglichen: An das Gitter der 3. Bild-ZF-Stufe wurden zwei Meßgeneratoren angeschlossen. Der eine bleibt unverändert auf 33,4 MHz eingestellt, während der andere von 33,4 bis 38,9 MHz variiert wird. Die an der Videodiode gebildete Differenzfrequenz ist die Video-Meßfrequenz. Ihre Amplitude wurde am Ausgang des Verstärkers mit einem HF-Tastkopf gemessen und der Frequenzgang des Verstärkers aufgezeichnet. Die geringe kapazitive Belastung durch den Tastkopf ist vernachlässigbar klein. Zu beachten ist jedoch, daß die Ausgangsspannung des Meßsenders, den man verändert, konstant bleibt. Die Konstanz der Ausgangsspannung kontrolliert man mit einem Milliamperemeter in der kalten Leitung des Diodenwiderstandes. Der Vorteil dieses aufwendigen Verfahrens ist der, daß die Drossel L_1 ohne Meßfehler durch die Ankopplung des Senders abgeglichen werden kann. Der Abgleich des Verstärkers kann jedoch, wie bereits erwähnt, bei genauer Einhaltung der L-Werte entfallen. Selbstverständlich kann statt der B 43 M 1 auch jede andere Bildröhre verwendet werden.

Zur Schwarzsteuerung

Da die Gleichspannungskomponente des Bildsignals bereits durch C_1 abgetrennt wird, müßte diese am Ausgang des Verstärkers wieder hinzugefügt werden. Die Abtrennung des Gleichstromwertes hat zur Folge, daß die dunklen Bilder aufgehellt werden und daß die Dunkeltastimpulse nicht mehr bei 75% der Trägeramplitude liegen (Bild 2) und sich somit die auf den Dunkeltastimpulsen sitzenden Synchronimpulse mit verschieben. Die letztgenannten Nachteile wirken sich jedoch nicht aus, denn das Amplitudensieb erhält sein Signal vor der Abtrennung des Gleichstromwertes und die Zeilenrückläufe werden ohnehin vom Zeilentrafo her dunkel getastet. Der einzige theoretische Nachteil ist also die Aufhellung der dunklen Bilder. Theoretisch deshalb, weil man senderseitig krasse Helligkeitsunterschiede bei der Modulation vermeidet. Langsamen Schwankungen des Mittelwertes vermögen die reichlich bemessenen Kopplungskondensatoren C_1, C_9 und C_{12} aber zu folgen, so daß rein anschaulich am Bild kein Unterschied zu einem Industrieempfänger mit galvanischer Kopplung feststellbar ist. Man kann also auf die Schwarzwertrückgewinnung verzichten, zumal eine Eindiodenschaltung, wie sie beispielsweise im „Stadion" verwendet wird, auch nicht optimal arbeitet.
Zur exakten Schwarzsteuerung ist die sogenannte Klemmschaltung erforderlich, die sich jedoch im Heimempfänger aus finanziellen Gründen nicht durchgesetzt hat.

Drosselinduktivitäten

L_1	30 µH
L_2	60 µH
L_3	68 µH
L_4	92 µH (Rafena, Dürer, Kennfarbe grün)
L_5	150 µH (Rafena, Dürer, Kennfarbe rot)

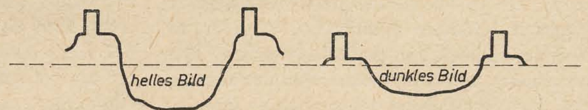


Bild 2: Darstellung des Schwarzwertes

Literatur

[1] Reimann, H. F.: Die Weiterverwendung von Bildröhren mit Heizfaden-Katodenschluß. radio und fernsehen 7 (1958) H. 18 S. 564

[2] Krönke, C.: Ein dreistufiger Videoverstärker. Funktechnik 13 (1961) H. 9 S. 289

[3] Neubauer, H.: Getastete Schwarzsteuerung in Fernsehern. radio mentor 25 (1959) H. 6 S. 442

[4] Wolf, J.: Zur Dimensionierung der Klemmschaltung. Elektronische Rundschau 9 (1955) H. 2 S. 53

[5] Pelka, H.: Die Schwarzpegelhaltung in Fernsehern. radio mentor 23 (1957) H. 5 S. 304

Neuerscheinung

Kindler
Buchta
Wilfert

Aufgabensammlung der Regelungstechnik

244 Seiten, 262 Bilder, zahlreiche Tafeln, Ganzlederin 22,— MDN

Die vorliegende Aufgabensammlung ist aus den Lehrerfahrungen an der TU Dresden entstanden. Bei der Stoffauswahl wurden die Gebiete besonders berücksichtigt, die üblicherweise in den regelungstechnischen Vorlesungen dargeboten werden. Dieser vorgetragene Stoff soll durch die Aufgabensammlung in ein anwendbares Wissen überführt werden.
Die Aufgabensammlung enthält durchgerechnete Beispiele zur Anwendung der Fourier- und Laplace-Transformation, zur Darstellung von Frequenzgängen als Ortskurve und im Bode-Diagramm, zu den verschiedenen Verfahren der Stabilitätsanalyse, zu den Methoden der Serien- und Rückführungskorrektur, zur Anwendung der Integralkriterien, zur Verwendung der reellen und imaginären Frequenzcharakteristiken, zu den Wurzelortsmethoden, zur Untersuchung von Systemen mit Totzeit, zur Dimensionierung von Folgesystemen (insbesondere stationäres Verhalten), zur mathematischen Behandlung von stochastischen Signalen und der Dimensionierung von Regelkreisen unter Einwirkung solcher Signale, zu den Methoden der Beschreibungsfunktion und der Phasenebene und zur Behandlung von Zweipunktregelungen und Tastregelungen. Zu jedem der 23 Abschnitte bzw. Unterabschnitte werden 5 bis 10 Aufgaben gestellt. Erforderlichenfalls Lösungshinweise gegeben und die Aufgaben anschließend durchgerechnet.



VEB VERLAG TECHNIK · Berlin

Netzgerät mit stufenlos regelbarer Ausgangsspannung

FRITZ SCHLÖSSNER

Im folgenden wird ein universell einsetzbares Stromversorgungsgerät beschrieben, das für verschiedene Versuche mit Röhrenschaltungen sehr vorteilhaft ist. Die bisher angegebenen Schaltungen liefern meist einige häufig auftretenden Spannungen, die bestenfalls in Stufen einstellbar sind. Die nachfolgend beschriebene Schaltung weist diesen Mangel nicht auf. Sie gestattet die stufenlose Regelung der Ausgangsspannung im Bereich von etwa 1,5 bis 420 V. Darüber hinaus sind im beschriebenen Gerät noch drei stabilisierte Spannungen vorhanden, die die Einsatzmöglichkeit weiter vergrößern.

Elektrische Schaltung

Ein Netzteil, wie er in Rundfunkempfängern u. dgl. üblich ist, bildet den Hauptteil der Schaltung. Als Netztrafo wurde ein handelsüblicher Trafo verwendet, der sekundärseitig für eine Vollweggleichrichtung ausgelegt ist und darüber hinaus die Heizwicklung für die Röhren $Rö_1$ und $Rö_2$ trägt (Bild 1). Für die Heizspannungen des Netzgerätes wurde ein besonderer Heiztrafo vorgesehen, der sekundärseitig die Spannungen 2, 4, 6,3 und 12,6 V abgibt. Beide Transformatoren sind primär parallel geschaltet und getrennt abgesichert. Als Gleichrichterröhre wurde die EZ 81 verwendet, deren maximal zulässiger Betriebsstrom bei 150 mA liegt. Die nachgeschaltete Siebkette besteht aus zwei Elektrolytkondensatoren je 8 μF und einer Anodenstromdrossel für 150 mA. Die Anoden der Gleichrichterröhre sind einzeln abgesichert, um die Röhre vor Überlastung zu schützen. Diese Maßnahme ist eine doppelte Sicherung, die das Gerät vor Beschädigungen schützt, die durch Fehler vor dem Regelteil entstehen, denn die Regelschaltung ist, wie später gezeigt wird, kurzschlußfest.

Die dem Siebglied nachgeschaltete Stabilisatorkette wird aus drei Stabilisatoren StR 90/40 gebildet, von der ausgangsseitig die stabilisierten Spannungen 90, 180 und 270 V abgreifbar sind. Der Widerstand R_4 dient zur Strombegrenzung, während R_5 eine geringe Vorlast herbeiführen soll.

Prinzipiell ließe sich die Regelung der Ausgangsspannung auch mit Einstellwiderständen als Spannungsteiler vornehmen. Hierbei würden jedoch relativ hohe Verluste in den Querwiderständen auftreten, die den Gleichrichterteil unnötig belasten. Eleganter ist daher die Verwendung eines Röhrenspannungsteilers, wie er in der vorliegenden Schaltung eingesetzt wurde. Die Röhre $Rö_2$ ist eine Endröhre, deren maximaler Betriebsstrom ($I_{a\,max} + I_{g2\,max}$) bei $U_{a\,max}$ von der Gleichrichterröhre geliefert werden muß. Für den vorliegenden Zweck lassen sich auch ältere, billigere Röhren des Typs AL 5, EL 11, EL 12 usw. verwenden. Mit R_1 wird die Schirmgitterspannung und mit R_2 die Gittervorspannung der Regelröhre eingestellt. R_1 und R_2 sind hochohmige Potentiometer mit logarithmischer Charakteristik. Der in der Katodenleitung liegende Widerstand R_3 erzeugt eine negative Mindestgittervorspannung. Man kann hierfür meist den listenmäßigen Katodenwiderstand der verwendeten Röhre einsetzen. Die Belastbarkeit ergibt sich aus dem Widerstandswert und dem maximal entnehmbaren Strom an den Klemmen a, b. Bei der Festlegung des Widerstandes R_1 beachte man, daß durch diesen der Schirmgitterstrom I_{g2} fließt. Bei dem ausgeführten Beispiel wurde als Regelröhre die EL 12 eingesetzt.

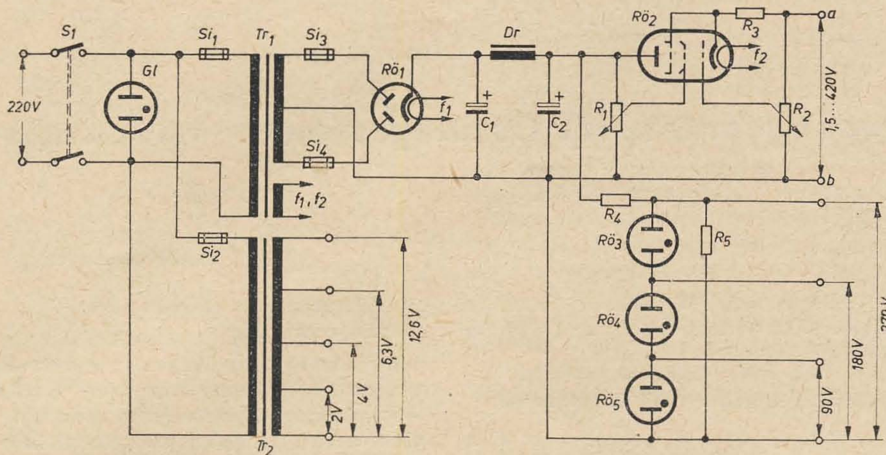


Bild 1: Schaltbild des Netzgerätes

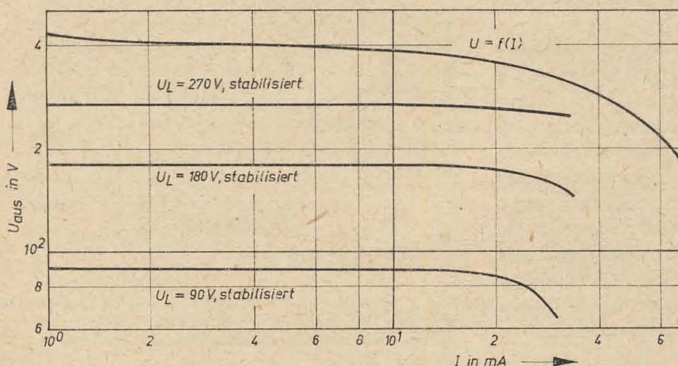
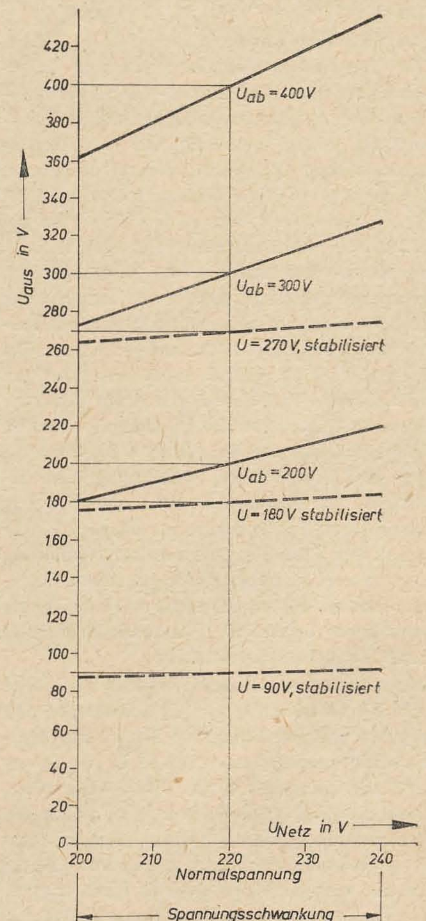


Bild 2: Strom-Spannungsverhalten des Netzgerätes ◀



▶ **Bild 3: Ausgangsspannungen des Netzgerätes in Abhängigkeit von Netzspannungsschwankungen**

Aus Tabelle 1 ist die Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile zu ersehen.

Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau des Gerätes ist nicht kritisch. Es wurden alle Bauteile auf eine Hartpapierplatte montiert; lediglich die Röhren wurden auf ein Winkelblech aus Aluminium befestigt, das wiederum auf der Hartpapierplatte angeschraubt ist. Die Frontplatte des Gerätes, die alle Bedienungselemente, Sicherungen und Buchsen für die Spannungsabgriffe trägt, ist ebenfalls aus Hartpapier gefertigt. Die Verdrahtung wurde nach der Montage aller Bauteile vorgenommen. Die Leitungen wurden weitgehend zu Kabelbäumen zusammengefaßt, so daß sich eine gute Stabilität der Verdrahtung gegen Erschütterungen und ein übersichtlicher Aufbau ergibt. Der Netzanschluß des Gerätes erfolgt durch einen Gerätestecker. Die Schaltung wurde in ein Stahlblechgehäuse mit beweglichem Deckel untergebracht. Das Gehäuse ist zur Wärmeableitung seitlich mit Bohrungen versehen.

Betriebsverhalten

Das Verhalten des Regelteiles des Netzgerätes wird zweckmäßig durch die Strom-Spannungscharakteristik an den Ausgangsklemmen a, b beschrieben. Erwartungsgemäß sinkt die Ausgangsspannung mit steigender Belastung ab. Die bei $I = 0$ auf ihren Maximalwert eingestellte Spannung sinkt bei $I = 70$ mA Belastung auf etwa 180 V ab (Bild 2). Alle anderen Strom-Spannungskurven für die $U_{ab} < U_{max}$ bei $I = 0$ ist, zeigen einen ähnlichen Verlauf. Die Spannungen an der Stabilisatorkette sind bis zu einer Belastung von etwa 20 mA konstant und beginnen dann schwach abzufallen.

Netzspannungsschwankungen gehen in die Ausgangsspannung des Regelteiles linear ein. Die Spannungsschwankung an der Stabilisatorkette ist bei Netzspannungsschwankungen von $\pm 10\%$ kleiner als $\pm 2{,}5\%$. Das Verhalten des Netzgerätes bei Spannungsschwankungen ist für den Regelteil für mehrere Leerlaufspannungen und für die stabilisierten Spannungen aus Bild 3 zu ersehen.

Tabelle 1: Zusammenstellung der verwendeten elektrischen Einzelteile

Tr_1	Netztransformator		
	primär: 110/220 V		
	sekundär: 2×360 V; 0,2 A und		
	1×6,3 V; 4 A		
	Kern: M 102		
Tr_2	Heiztransformator		
	primär: 110/220 V		
	sekundär: 2/4/6,3/12,6 V; 1 A		
	Kern: M 65		
Dr	Anodenstromdrossel 150 mA		
$Rö_1$	Gleichrichterröhre EZ 81		
$Rö_2$	Endpentode EL 12 N		
Si_1, Si_2	Sicherung	1 A	
Si_3, Si_4	Sicherung	0,2 A	
C_1, C_2	Elektrolytkondensatoren	8 μF 500/550 V	
$Rö_3$, $Rö_4$, $Rö_5$	Stabilisatorröhren StR 90/40		
R_1	Potentiometer	500 kΩ log	1 W
R_2	Potentiometer	500 kΩ log	0,5 W
R_3	Widerstand	90 Ω	1 W
R_4	Widerstand	8 kΩ	15 W
R_5	Widerstand	30 kΩ	3 W
S_1	Netzschalter 2polig		
Gl	Glimmlampe	220 V	

Halbleiterbestückter Samplingvorsatz für Oszillografen

Teil 2 und Schluß

GÜNTER REISSMÜLLER

Mitteilung aus dem Halbleiterwerk Frankfurt/Oder Werkteil Stahnsdorf

Aufbau und Wirkungsweise der einzelnen Stufen

Triggerstufe mit variabler Verzögerung

Die Schaltung des Impulsteiles zeigt Bild 4. Die Triggerstufe besteht aus einem Sperrschwinger mit dem Lawinen- oder Avalanche-Transistor T_1, dessen Arbeitspunkt im Ruhezustand knapp unterhalb des Durchbruchgebietes liegt [4]. Voraussetzung dafür sind die geringe positive Basisvorspannung über R_1, D_1 und -300 V über R_4 am Kollektor. Bei Eintreffen eines negativen Triggerimpulses an der Basis, wie unter 1) im Bild 5 gezeigt, kommt es zu einem Lawinendurchbruch in der Kollektorsperrschicht. Die Spannung am Kollektor wächst schnell bis auf —12 V an. Bei diesem Wert wird Diode D_4 leitend. Von nun an arbeitet die Schaltung wie ein normaler Sperrschwinger, und die Impulsbreite wird in üblicher Weise von den Werten des Übertragers und den anderen Schaltungsgrößen bestimmt. In diesem Fall wird der Vorgang durch einen Sperrimpuls über D_5 und R_2 beendet. Der Vorteil der verwendeten Schaltung liegt in der Vereinigung der günstigen Eigenschaften einer Avalanchestufe und eines Sperrschwingers bezüglich Flankensteilheit und guter Triggerempfindlichkeit.

Der umgekehrte Kollektorimpuls wird über eine Koppelwicklung von $Ü_1$ entnommen und polt die mit der Spannung U_{V1} in Durchlaßrichtung vorgespannte Diode D_6 in Sperrrichtung um [siehe 2) im Bild 5]. Daraufhin wird die Kapazität C_4 von $+U_{V1}$ über die Widerstände R_5 und R_6, wie 3) zeigt, in negativer Spannungsrichtung aufgeladen. Sobald die Spannung kleiner als Null wird, triggert der Rampengenerator. Je nach der Größe von U_{V1}, die von außen einstellbar ist, läßt sich eine variable Verzögerung T_V der Triggerung des Rampengenerators erreichen.

Rampengenerator und Komparator

Der Rampengenerator T_2 besteht aus einer gewöhnlichen Avalanchestufe in Verbindung mit einem integrierend wirkenden RC-Netzwerk. Die Integration des von der Avalanchestufe abgegebenen Rechteckimpulses 4) erfolgt durch die mit dem Zeitbasisregler umschaltbaren Widerstände und durch C_7, an welchem sich ein rampenähnlicher Spannungsanstieg einstellt, bis das Basispotential des Komparators T_3 erreicht ist 5). Je nach der Größe des umschaltbaren Widerstandes wird der Anstiegswinkel der Spannung und damit die Größe von Δt geändert, die die Zeitbasis bestimmt. Durch Änderung des Ausgangspotentials U_{V2} am Emitter des Komparators läßt sich eine Verschiebung des Signals in x-Richtung erreichen. Die Dioden D_7 bis D_9 in Verbindung mit der Vorspannung über R_8 sorgen dafür, daß nach Beendigung des Triggervorganges möglichst rasch das Ausgangspotential wieder erreicht wird.

Der Komparator arbeitet im Avalanchebetrieb. In der Entladestrecke liegen C_7 und R_{10}. Über R_{10} ergibt sich daher ein schmaler negativer Nadelimpuls 6), der zur Ansteuerung des Nadelimpulsgenerators dient. Damit der Komparator nicht doppelte oder auch mehrfache Impulse erzeugt, wird nach dem erstmaligen Zünden mittels eines Hilfsimpulses von der zentralen Steuerstufe das Emitterpotential entsprechend ausreichend unter das der Basis abgesenkt 5). Vom Kollektor des Komparators erfolgt über C_9 die Triggerung der zentralen Steuerstufe.

Nadelimpulsgenerator und Torschaltung

Beide Stufen sind vom übrigen Gerät getrennt in einem Tastkopf untergebracht. Der Nadelimpulsgenerator T_4 besteht aus einer Avalanchestufe, deren Kollektorimpuls 11) über C_{24} und R_{65} differenziert wird. Über R_{65} ergibt sich ein sehr schmaler, etwa 1 ··· 2 ns breiter positiver Nadelimpuls, dessen Vorzeichen für die Öffnung der Torschaltung umgekehrt werden muß. Das geschieht mit Hilfe eines Breitbandübertragers $Ü_6$, der als Wellenwiderstandsübertrager [5] [6] ausgeführt ist 12).

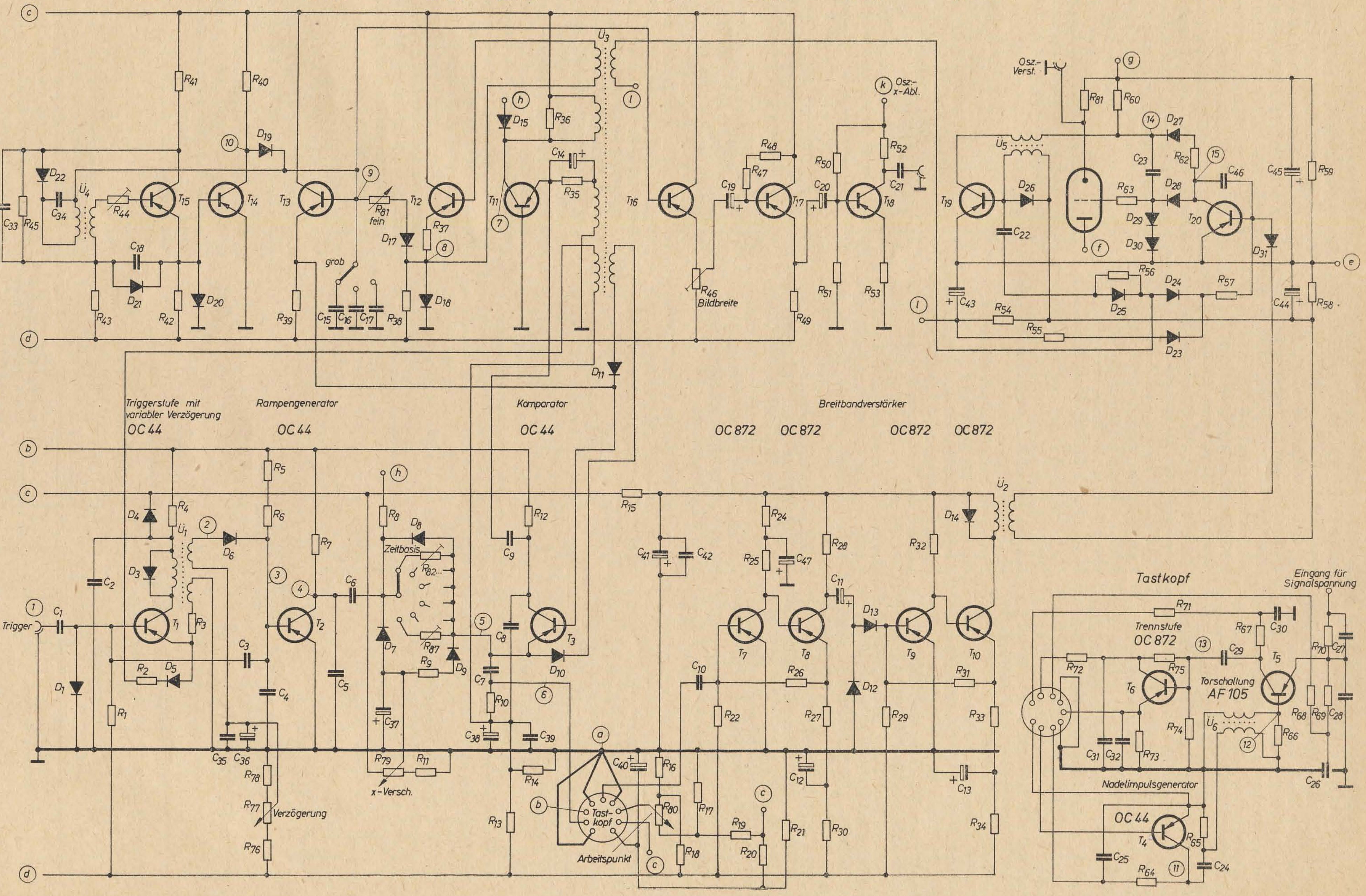
Die Torschaltung T_5 besteht aus einem Transistor, an dessen Basis der Nadelimpuls und an dessen Emitter über einen sorgfältig dimensionierten Spannungsteiler das zu untersuchende Signal anliegt. Am Kollektor wird das Mischprodukt aus Signal und Nadelimpuls 13) abgenommen und über eine Trennstufe T_6 dem Breitbandverstärker zugeführt.

Breitbandverstärker

Der Breitbandverstärker enthält zwei hintereinandergeschaltete Verstärkergruppen. Jede Gruppe setzt sich aus zwei miteinander galvanisch gekoppelten Transistoren zusammen. Eine Gegenkopplung vom Emitter des zweiten zur Basis des ersten Transistors führt zu einer Vergrößerung der Bandbreite. Dieser Typ des Breitband-Stromverstärkers ist in [7] und [8] behandelt.

Die Dioden D_{12} bis D_{14} unterdrücken Überschwingen an der Impulsrückflanke.

Bild 4: Schaltbild des Samplingvorsatzes (Impulsteil und Tastkopf). Die umrandeten Ziffern beziehen sich auf die Oszillogramme im Impulsschema (Bild 5) ▶


Horizontal-Rücklauftastung
OC 823 OC 833
Trennstufe
OC 872
Ladestufe
OC 872
zentrale Steuerstufe
OC 872
Trennstufe
OC 872
Treiber
OC 823
Endstufe
OC 833
Punkt-Rücklauftastung
OC 823
Trennstufe
EC 92
Impulsdehner
OC 823
Osz.-Verst.
Osz.-x-Abl.
grob
fein
Bildbreite
Triggerstufe mit variabler Verzögerung
OC 44
Rampengenerator
OC 44
Komparator
OC 44
Breitbandverstärker
OC 872 OC 872 OC 872 OC 872
Trigger
Zeitbasis
x-Versch.
Verzögerung
Tast-kopf
Arbeitspunkt
Tastkopf
Eingang für Signalspannung
Trennstufe
OC 872
Torschaltung
AF 105
Nadelimpulsgenerator
OC 44

Impulsdehner und Punktrücklauftastung

Der vom Breitbandverstärker über den Übertrager $Ü_2$ gelieferte Stromimpuls bewirkt infolge des Rückkopplungskondensators C_{46} einen exponentiellen Spannungsanstieg 15) am Kollektor des Impulsdehners T_{20}. Zur gleichen Zeit wird durch einen Hilfsimpuls 14) von der zentralen Steuerstufe über R_{56}, D_{25} und C_{22} der Sperrschwinger T_{19} der Punkt-Rücklauftastung getriggert. Durch die positive Flanke über R_{60} wird der gespeicherte Impuls auf C_{23} kurzzeitig über D_{29} und D_{30} entladen 16). Der Dehnungskondensator C_{23} ist nun in der Lage, einen neuen Impuls in Form gespeicherter Ladung aufzunehmen. Die negative Flanke des Sperrschwingers T_{19} 14) öffnet kurzzeitig die Diode D_{28}. Das Kollektorpotential an T_{20} überträgt sich dabei fast vollständig auf C_{23} und wird dort so lange gespeichert, bis der nächste Impuls eintrifft.

Dazu sind allerdings besondere Maßnahmen erforderlich, die eine Entladung möglichst verhindern. Nimmt man als niedrigste Impulsfolgefrequenz 100 Hz an, berücksichtigt die größte Empfindlichkeit und schätzt im Mittel die Spannung an C_{23} gegenüber dem Emitter von T_{20} mit —18 V, dann erhält man Werte des kleinstmöglichen Parallelwiderstandes zu C_{23} um 1 GΩ, wenn die auf dem Oszillografenschirm abgebildeten Punkte nicht zu stark in der Vertikalen verzerrt sein sollen. Daher müssen zur Auf- und Entladung Siliziumdioden $D_{28} \cdots D_{30}$ verwendet werden, wobei im letzten Fall zur weiteren Vergrößerung des Sperrwiderstandes zwei Dioden in Reihe geschaltet sind. Die zur Abnahme der Spannung über C_{23} vorgesehene Trennstufe darf für diese Kapazität keine merkbare Belastung darstellen. Als solche eignet sich nur eine Elektronenröhre in Anodenbasisschaltung, die mit C_{23} galvanisch gekoppelt ist. Selbst mit besonderen Transistorschaltungen (z. B. Kaskadenschaltung mit Siliziumtransistoren) läßt sich nicht der erforderliche hohe Eingangswiderstand bei dem notwendigen Frequenzgang erreichen, so daß an dieser Stelle auf eine Elektronenröhre (EC 92) nicht verzichtet werden kann.

Über D_{27} und R_{62} wird nach Eintreffen des Impulses das Ausgangspotential am Kollektor von T_{20} wiederhergestellt. Zum gleichen Zweck trifft an der Basis des Transistors über D_{24} und R_{57} ein positiver Hilfsimpuls von der zentralen Steuerstufe ein, nachdem C_{23} erneut aufgeladen wurde.

Das Grundpotential an der Katode der Elektronenröhre, bezogen auf die Emitter der Transistoren, beträgt durchschnittlich —18 V. Ihm ist eine Signalspannung von maximal etwa 4 V (linearer Bereich) überlagert. Um Aufladeerscheinungen bei kapazitiver Kopplung der relativ langsamen Vorgänge (1 bis 2 Hz) bei niedrigen Impulsfolgefrequenzen zu vermeiden, ist eine galvanische Kopplung zum Oszillografenverstärker BV 8 oder einem ähnlichen Typ vorgesehen. Da sich in diesem Fall das Grundpotential an der Katode der Röhre EC 92 störend bemerkbar machen würde, werden Impulsdehner, Punkt-Rücklauftastung und Trennstufe gemeinsam um einen einstellbaren positiven Spannungswert (Vertikalverschiebung) gegenüber Masse angehoben. Damit wird das Grundpotential in der erforderlichen Weise kompensiert.

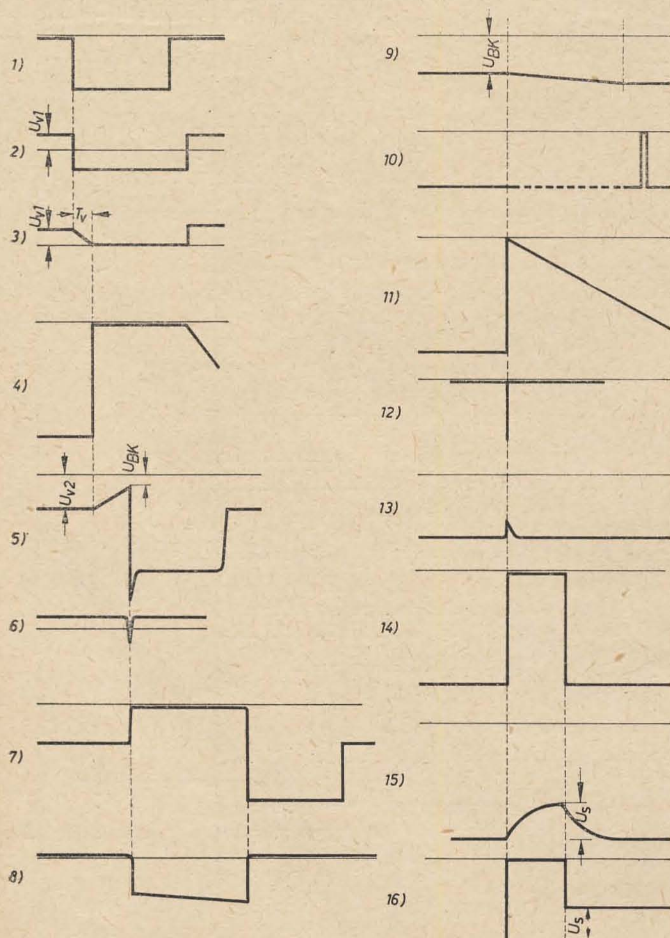


Bild 5: Impulsschema des Samplingvorsatzes (Erläuterungen im Text)

Zentrale Steuerstufe

Die zentrale Steuerstufe besteht aus einem Transistorsperrschwinger in Basisschaltung T_{11}, der am Emitter durch einen positiven Impuls vom Komparator getriggert wird. Damit ergibt sich ein positiver Impuls 7) am Kollektor, dessen Breite im wesentlichen von dem RC-Glied C_{14}, R_{35} bestimmt wird. Sie beträgt etwa 10 µs. Die negative Flanke öffnet die Festhaltediode D_{15}, so daß die Spannung zunächst noch auf —30 V abfällt, um erst danach auf ihren Ausgangswert zurückzukehren. So erhält man auch eine genügend steile Rückflanke und einen geringen Innenwiderstand während dieser Zeit. Diese beiden Flanken mit ihren festen zeitlichen Abständen dienen zur Steuerung und Koordinierung der Arbeitsweise der einzelnen Stufen des Gerätes.

Ladestufe

Über eine Koppelwicklung an $Ü_3$ gelangt ein Impuls in der Form 7), jedoch mit umgekehrtem Vorzeichen, an die Basis des Ladetransistors T_{12}. Während der Zeit von etwa 10 µs, die dem ersten Teil des Impulses entspricht, wird der Transistor geöffnet. Die Spannung zwischen R_{37} und D_{18} fällt augenblicklich auf den Wert, der an der Horizontal-Ablenkkapazität C_{15}, C_{16} bzw. C_{17} anliegt 8). Dabei wird D_{17} geöffnet und D_{18} gesperrt. Über R_{37}, R_{81} und den Restwiderstand des Transistors erfolgt nun die Aufladung der Horizontal-Ablenkkapazität so lange, wie der Ladetransistor geöffnet ist 9).

Während der Impulspausen muß die Ladung gehalten werden. Aus diesem Grund wurde die Kapazität in der Größe von mehreren µF gewählt, damit sich die Ladespannung während der Impulspausen trotz der nicht zu vernachlässigenden Verlustströme nur unwesentlich ändert. Diesem Zweck dient auch die Diode D_{17}. Sie ist in der Zeit bis zum Eintreffen des nächsten Impulses in Sperrichtung gepolt, um eine Entladung der Horizontal-Ablenkkapazität über den Reststromfluß des Ladetransistors T_{12} zu vermeiden. Während dieser Zeit bildet sich über D_{18} infolge R_{38} eine geringe positive Spannung aus, die die Diode D_{17} auch noch bei geringen negativen Spannungen über der Horizontal-Ablenkkapazität sicher sperrt. Letztere ist umschaltbar ausgeführt. Da die zugeführte Ladungsmenge konstant ist, werden die einzelnen Spannungssprünge der Treppenspannung bei Vergrößerung der Kapazität kleiner, und die Punktdichte auf dem Bildschirm nimmt zu.

Trennstufen und Horizontal-Ablenkverstärker

Die sich ausbildende Treppenspannung wird einmal über eine Trennstufe T_{13} der Basis des Komparators zugeführt, um dort die notwendigen Verzögerungen der Abtastimpulse zu erzeugen, und weiterhin über eine zusätzliche Trennstufe T_{16} an einen Spannungsverstärker gelegt, der die erforderliche Amplitude zur Aussteuerung der Gegentakt-Endstufe im Oszillografen OG 1—9 liefert. Dieser Weg mußte beschritten werden, da eine direkte Erzeugung der für die Röhre B 13 S 5 erforderlichen Zeitablenkspannung von etwa 250 V_{ss} mit Halbleiterbauelementen nicht möglich ist. An Stelle des OG 1—9 kann auch jeder andere Oszillografentyp verwendet werden, sofern eine geeignete Möglichkeit für die Zuführung der Treppenspannung an die Zeit-

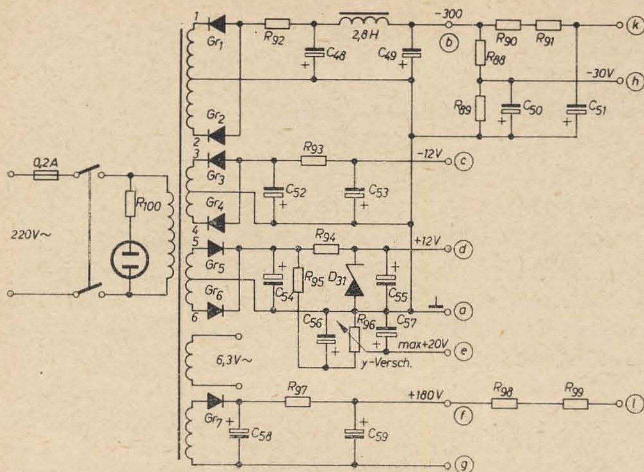


Bild 6: Schaltbild des Samplingvorsatzes (Netzteil)

ablenkplatten mit der erforderlichen Amplitude vorhanden ist.

Der Emitterwiderstand R_{46} der Trennstufe ist mit einem regelbaren Abgriff versehen. Hier erfolgt die einmalige Einstellung der Bildbreite, für die die Eichung der Zeitbasis erfolgt ist.

Die Treiberstufe T_{17} besteht aus einem OC 823 in Kollektorschaltung, die den erforderlichen niedrigen Quellwiderstand für die Steuerung der Endstufe T_{18} aufweist. Diese besteht aus einem OC 833 und liefert eine Ausgangsspannung von etwa 50 V_{ss}, wie sie zur Aussteuerung der Endstufe im OG 1—9 erforderlich ist. T_{18} wird in dieser Schaltung leistungsmäßig nur unwesentlich belastet, so daß keine besonderen Maßnahmen zur Wärmeabführung getroffen werden müssen.

Horizontal-Rücklauftaststufe

Nachdem die Treppenspannung über der Horizontal-Ablenkkapazität ihren Maximalwert von —5 ··· —6 V erreicht hat, muß für eine kurzzeitige Entladung des Kondensators gesorgt werden, damit der Abbildungsvorgang von neuem beginnen kann. Diese Aufgabe übernimmt eine Transistor-Rückkopplungsschaltung T_{15} in Verbindung mit einem Entladetransistor T_{14}. Der in der Rückkopplungsschaltung arbeitende Transistor T_{15} ist durch Wahl der Widerstände R_{41}, R_{42}, R_{43} und R_{45} derart vorgespannt, daß er bereits geringfügig leitend ist. Über die Diode D_{20} fällt dabei eine geringe positive Spannung ab, die den Entladetransistor T_{14} sperrt. Sobald die Spannung des Horizontal-Ablenkkondensators unter die Kollektorspannung von T_{15} absinkt, wird Diode D_{22} leitend. Der entstehende Stromstoß 10) gelangt durch den Übertrager $Ü_4$ in der Weise auf die Basis von T_{15}, daß dessen Kollektorpotential ansteigt, wodurch die Ursache weiter verstärkt wird. T_{15} verhält sich nun wie ein normaler Sperrschwinger; er wird bis in die Sättigung durchgesteuert, und am Emitter stellt sich ein negatives Potential ein. Damit wird auch der Entladetransistor T_{14} leitend; sein Kollektor erhält Massepotential, und die Hauptmenge der Ladung der Horizontal-Ablenkkapazität fließt über seine Kollektor-Emitterstrecke und D_{19}, ein geringerer Teil auch über D_{22} nach Masse ab. Infolge dieses Entladevorganges geht der Elektronenstrahl auf dem Bildschirm in seine Ausgangslage zurück.

R_{44} dient zur Unterdrückung von Sinusschwingungen, die infolge von Resonanzeigenschaften des Übertragers $Ü_4$ auftreten. Als Entladetransistor findet ein Leistungstransistor OC 833 Verwendung, da sich bei 6 V und 10 bzw. 16 μF beachtliche Entladespitzenströme ergeben, die bei 1 A liegen.

Netzteil

Der Netzteil (Bild 6) weist keine Besonderheiten auf. Entsprechend den Erfordernissen werden über getrennte Wicklungen am Netztrafo nach der Doppelweggleichrichtung und Siebung —300 V, —12 V und +12 V erzeugt. Die Spannung von +12 V wird durch eine Zenerdiode stabilisiert. Eine weitere getrennte Wicklung dient zur Stromversorgung des Impulsdehners, der Punktrücklauftaststufe und der Trennstufe. Eine zusätzliche Wicklung liefert die Heizspannung für die Röhre EC 92.

Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten des Sampling-Vorsatzgerätes

Bei dem beschriebenen Gerät handelt es sich um einen Vorsatz für einen gewöhnlichen Oszillografen, dessen Auflösungsvermögen durch den Vorsatz vervielfacht wird. Bild 7 zeigt einen Meßaufbau, der z. B. zur Untersuchung des Schaltverhaltens von Halbleiterbauelementen Anwendung finden kann. Durch die zwischen Eichmarkengenerator und Impulsgenerator eingeschaltete Verzögerungsleitung wird die Laufzeit im Samplingvorsatz kompensiert. Dadurch wird erreicht, daß die Vorderflanke des auslösenden Impulses selbst zur Abbildung gelangt.

Wie aus der Bestückung hervorgeht, stammen die im Gerät eingesetzten Halbleiterbauelemente überwiegend aus der DDR-Produktion.

Lediglich bei den Transistoren mit Lawineneffekt mußte auf Fremdtypen zurückgegriffen werden (T_1 bis T_4). An Stelle des Transistors T_5 im Tastkopf des Gerätes läßt sich mit großer Wahrscheinlichkeit der Typ OC 882 bzw. OC 883 einsetzen.

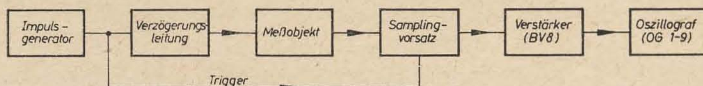


Bild 7: Meßaufbau zur Bestimmung z. B. des Schaltverhaltens von Halbleiterbauelementen

Technische Daten

3 dB-Bandbreite:	0 ··· 150 MHz
Auflösung:	2,5 ··· 3 ns
Eingangsimpedanz des Tastkopfes:	100 kΩ || 8 pF
Anzeigeempfindlichkeit mit BV-8 und OG 1—9:	bis 10 mV/cm
Zeitbasis (umschaltbar): 30,60,20,10,5, 3 ns/cm	
erforderlicher Vorlauf des Triggerimpulses:	im Mittel 500 ns
Triggerspannung:	etwa 1 V
Triggerbereich:	50 ··· 500 Hz

Literatur

[1] Fetzer, V.: Einschwingvorgänge in der Nachrichtentechnik. VEB Verlag Technik, Berlin 1958

[2] Wolf, H.: Über den Zusammenhang zwischen Bandbreite und Anstiegszeit. Elektronik 12 (1963) H. 10

[3] Chaplin, G. B. B., Owens, A. R. und Cole, O. J.: A Sensitive Transistor Oscillograph With D. C. to 300 Mc/s Response. Proc. IEE 2943, Mai (1959) Suppl. 16, 106 B

[4] Chaplin, G. B. B. und Owens, A. R.: A Method of Designing Avalanche Transistor Trigger Circuits. Proc. IEE 2944, E, Mai (1959) Suppl. 16, 106 B

[5] Ruthroff, C. L.: Some Broad-Band Transformers. Proc. IRE Aug. (1959)

[6] Böhme, R.: Der Leitungstransformator und seine Dimensionierung unter Berücksichtigung der Kopplungen. Nachrichtentechnik 12 (1962) H. 9 S. 328—331 und 12 (1962) H. 11 S. 435—440

[7] Hunter, L. P.: Handbook of Semiconductor Electronics. McGraw-Hill, New York 1962

[8] Chaplin, G. B. B., Candy, C. J. N. und Cole, A. J.: Transistor Stages for Wide-Band Amplifiers. Proc. IEE 2892 E, Mai (1959) Suppl. 16, 106 B

Neuerscheinungen des VEB Verlag Technik

Autorenkollektiv
Handbuch Medizinischer Elektronik
Teil I: Anwendung nieder- und hochfrequenter Ströme in der Medizin, 372 Seiten, 178 z. T. mehrfarbige Bilder und Tafeln, Klemmappe 40,— MDN

Popow
Einführung in die Steuerungs- und Regelungstechnik
etwa 410 Seiten, 242 Bilder, Kunstleder etwa 35,— MDN

Strecker/Liebernickel
Richtfunktechnik
(Kleine Bibliothek für Funktechniker)
100 Seiten, 81 Bilder, broschiert 6,— MDN

Sube
Technik — Wörterbuch Kernphysik und Kerntechnik
Englisch / Deutsch / Französisch / Russisch
744 Seiten, 4 Beilagen, Kunstleder 84,— MDN

Anschluß eines Kristallmikrofons an Transistorverstärker

Ing. INGRID BORKMANN

Transistorverstärker haben im allgemeinen einen Eingangswiderstand von nur wenigen kΩ. Der direkte Anschluß eines Kristallmikrofons mit seinem sehr hohen Innenwiderstand von über einem MΩ ist daher nicht möglich, sondern es ist die Zwischenschaltung einer Impedanzwandlerstufe erforderlich. Im folgenden Beitrag soll eine derartige Stufe beschrieben werden, wobei die für den mechanischen Aufbau verwendete Leiterplatte mehrere Variationsmöglichkeiten für die nachfolgende Übertragung gestattet, um das Mikrofon den jeweils vorhandenen Betriebsbedingungen optimal anzupassen.

Einsatzmöglichkeiten des Mikrofons

Variante 1

Impedanzstufe zur Herabsetzung des Innenwiderstandes des Kristallmikrofons von 1 MΩ auf etwa 10 kΩ. Geeignet zum Anschluß an hochverstärkende Transistorverstärker [1].

Variante 2

Impedanzstufe mit nachfolgendem Übertrager, durch den die Mikrofonspannung entsprechend dem Übersetzungsverhältnis des Übertragers erhöht wird. Geeignet zum Anschluß an Röhrenverstärker.

Variante 3

Impedanzstufe mit nachfolgendem Übertrager mit einem Übersetzungsverhältnis < 1 zur weiteren Herabsetzung des Innenwiderstandes um den Faktor ü². Geeignet für die Verwendung eines längeren, u. U. auch unabgeschirmten Mikrofonkabels.

Variante 4

Impedanzstufe mit nachfolgender Transistorverstärkerstufe mit einem Ausgangswiderstand von einigen kΩ. Geeignet zum Anschluß eines längeren, u. U. auch unabgeschirmten Mikrofonkabels sowie zum direkten Anschluß an Rundfunkverstärker.

Elektrischer Aufbau

Die Grundschaltung der Impedanzstufe zeigt Bild 1. Auf die Erklärung der Funktionsweise einer Kollektorschaltung soll hier nicht näher eingegangen werden, da derartige Stufen in der Literatur bereits ausführlich beschrieben wurden [2] [3].

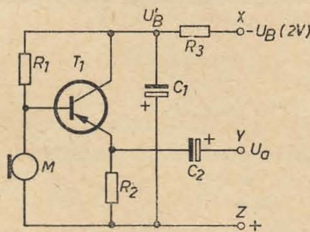


Bild 1: Grundschaltung der Impedanzstufe

Zur Erzielung eines hohen Eingangswiderstandes ist ein Transistor mit hoher Stromverstärkung ($\beta \approx 100$) erforderlich. Weiterhin soll der Transistor rauscharm sein, da das Rauschen in die nachfolgende Verstärkung eingeht.

Variante 1

Es wird lediglich die Impedanzstufe zur Herabsetzung des hohen Mikrofoninnenwiderstandes benutzt.

Variante 2

Die Kollektorschaltung liefert keine Spannungsverstärkung. Die vom Mikrofon abgegebene Spannung kann mit einem Übertrager erhöht werden. Dabei transformiert sich die Spannung um den Faktor des Übersetzungsverhältnisses ü, der Widerstand jedoch mit dem Faktor ü². Im vorliegenden Mustergerät wurde als Übertrager der Treibertransformator K 20 (Sternchen-Taschensuper) verwendet. Das Übersetzungsverhältnis beträgt bei Verwendung nur einer Sekundärwicklung ü = 3. Infolge des hohen Ausgangswiderstandes von etwa 100 kΩ ist diese Variante vorwiegend zum Anschluß an Röhrenverstärker, z. B. Tonbandgeräte, geeignet (Bild 2).

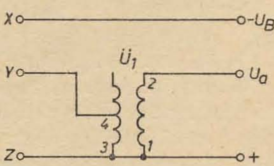


Bild 2: Schaltungsvariante 2

Variante 3

Soll für die Übertragungsleitung ein längeres, evtl. sogar unabgeschirmtes Kabel Verwendung finden, so ist eine weitere Herabsetzung des durch die Kollektorschaltung gewonnenen Ausgangswiderstandes von etwa 10 kΩ erforderlich. Dazu wird der auch in der Variante 2 verwendete Übertrager K 20 in umgekehrter

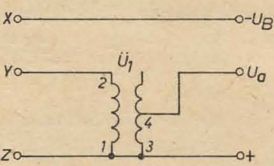


Bild 3: Schaltungsvariante 3

Übertragungsrichtung angeschlossen. Der Ausgangswiderstand verringert sich dabei um den Faktor ü² = 9, also auf etwa 1 kΩ. Allerdings ist nun für die auf 1/3 herabgesetzte Spannung ein höherer Verstärkungsfaktor des nachfolgenden Verstärkers erforderlich (Bild 3).

Variante 4

Bei dieser Schaltung (Bild 4) wird der Impedanzstufe zur Spannungsverstärkung eine Transistorstufe nachgeschaltet. Die Verstär-

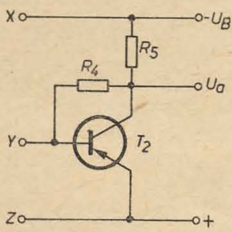


Bild 4: Schaltungsvariante 4

kung dieser Stufe wird bestimmt durch die Stromverstärkung des Transistors T_2 und den Wert des Kollektorwiderstandes R_5. Mit steigendem R_5 erhöht sich die Verstärkung, allerdings auch der Ausgangswiderstand der Schaltung. Der angegebene Wert von 2 kΩ für R_5 ist daher nur ein Richtwert, der den gegebenen Erfordernissen noch entsprechend verändert werden kann.

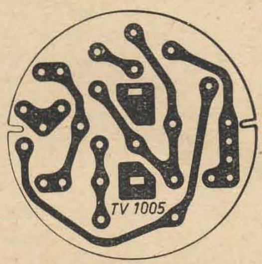


Bild 5: Leitungsführung der Leiterplatte

Mechanischer Aufbau

Für den mechanischen Aufbau wurde die gedruckte Verdrahtung angewendet. Die Herstellung der Leiterplatte erfolgte auf fotomechanischem Wege.

Die Leiterplatte ist ausgelegt für den Zusammenbau mit der Kristallmikrofonkapsel 7050 U 2 (VEB Funkwerk Leipzig) und hat einen Durchmesser von 33 mm. Die Leitungsführung zeigt Bild 5.

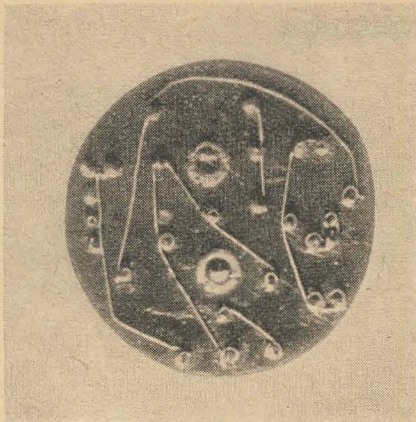


Bild 6: Verdrahtung des Drahtstiftbrettchens

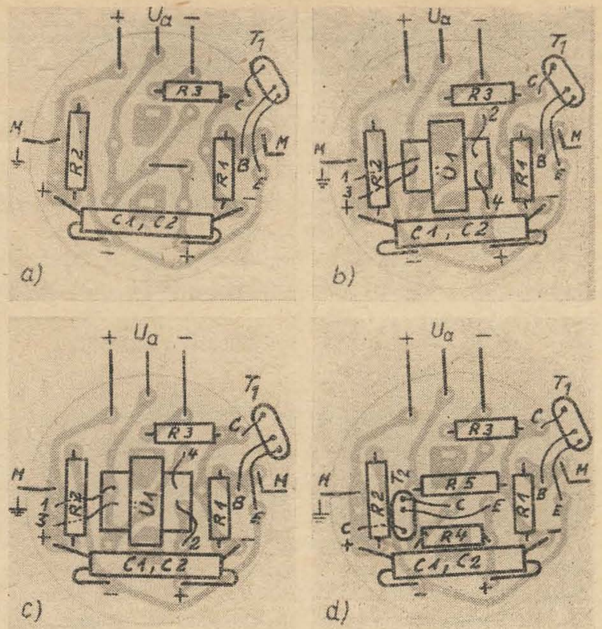


Bild 7: Bestückungsplan der Leiterplatte, a) Variante 1, b) Variante 2, c) Variante 3, d) Variante 4

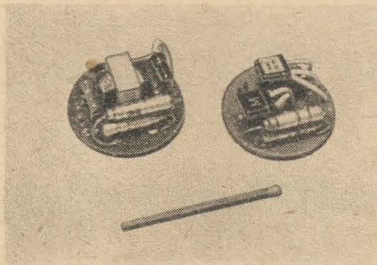


Bild 8: Variante 2 auf einem Drahtstiftbrettchen, rechts: Variante 4 auf einer Leiterplatte

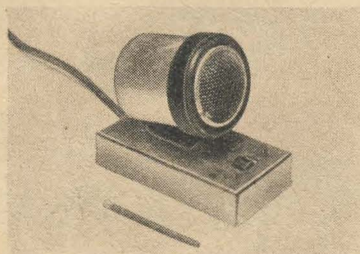


Bild 9: Ansicht des Mustergerätes

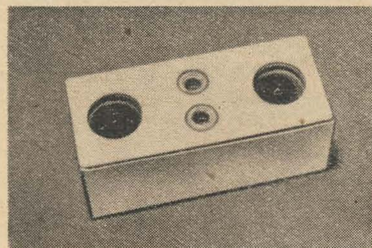


Bild 10: Kupplungsdose

Besteht keine Möglichkeit, sich die gedruckte Platte anzufertigen, kann als Leiterplatte auch eine mit den gleichen Abmessungen herstellbare Drahtstiftplatte verwendet werden, deren Herstellung bereits in [1] ausführlich beschrieben wurde. Bild 6 zeigt die fertig verdrahtete Drahtstiftplatte. Der Verfasser ist gern bereit, Interessenten das Fotonegativ der Leiterplatte sowie auch die Leiterplatte selbst abzugeben.

Die Bestückungspläne für die vier Varianten sind im Bild 7a—d angegeben. Bild 8 zeigt Variante 2 auf einem Drahtstiftbrettchen sowie Variante 4 auf einer Leiterplatte.

Beim vorliegenden Mustergerät der Variante 4 (Bild 9) befindet sich die Batterie im Mikrofonfuß. Als Gehäuse für die Mikrofonkapsel sowie den Verstärker fand der Becher eines alten Elektrolytkondensators Verwendung. Das Mikrofonkabel schließt mit einem Diodenstecker ab, bei dem die Stifte 2 (Masse) und 3 (Leitung)

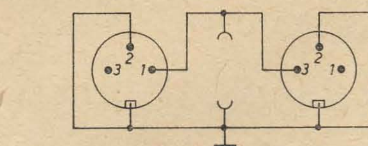


Bild 11: Schaltung der Kupplungsdose

belegt sind. Damit ist das Mikrofon zum direkten Anschluß an ein Rundfunkgerät mit Diodeneingang geeignet. Der Mikrofoneingang eines Tonbandgerätes z. B. hat jedoch die Steckerbelegung 2 (Masse) und 1 (Leitung).

Um das Mikrofon zum wechselweisen Anschluß an den jeweiligen Eingang verwenden zu können, empfiehlt sich die Anfertigung eines Kupplungsstückes. Bild 10 zeigt die Ansicht, Bild 11 das Schaltbild einer derartigen Kupplungsdose. Es wurden außer den beiden Diodenbuchsen noch zwei normale Telefonbuchsen vorgesehen, um auch ältere Geräte, die noch keinen Diodeneingang haben, leicht anschließen zu können.

Übertrageranschlüsse K 20:
1- rt, 2- ws, 3,5- gn, 4- sw

Stromversorgung

Zur Stromversorgung ist eine Spannung von 1 ··· 3 V erforderlich. Die Stromaufnahme liegt weit unter 1 mA.

Sehr gut als Stromquelle erwiesen sich 2-V-Trockenakkus (Rulag). Bei einer Kapazität von 0,5 Ah gestatten sie eine Betriebsdauer von über 1000 Stunden.

Die Batterie kann entweder direkt mit dem Verstärker zusammengebaut oder in einem gesonderten Kästchen untergebracht werden. Im letzteren Fall erfolgt die Zuführung der Speisespannung über das Mikrofonkabel (abgeschirmte Doppelleitung). Wird das Mikrofon mit einem Transistorverstärker zusammengeschaltet, so kann die Versorgungsspannung auch direkt von der Verstärkerbatterie bezogen werden. Der Widerstand R_3 ist so zu dimensionieren, daß U_b' etwa 1,5 V beträgt.

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

R_1	Schichtwiderstand	1,6 MΩ 0,125 W
R_2	Schichtwiderstand	10 kΩ 0,125 W
R_3	Schichtwiderstand	5,1 kΩ 0,125 W
R_4	Schichtwiderstand	160 kΩ 0,125 W
R_5	Schichtwiderstand	5,1 kΩ 0,125 W
C_1	Elektrolytkondensator	5 μF/6 V
C_2	Elektrolytkondensator	5 μF/6 V
$Ü_1$	Kleinstübertrager K 20 (VEB Funkwerk Leipzig)	
T_1	NF-Transistor (rauscharm) $\beta \approx 100$	OC 811 bis OC 829 OC 870, LA 25
T_2	NF-Transistor (rauscharm)	OC 811 bis OC 829 OC 870, LA 25
M	Kristallmikrofonkapsel 7050 U 2 (VEB Funkwerk Leipzig)	

Literatur

[1] Borkmann, D.: Ein vielseitig einsetzbarer Transistorverstärker mittlerer Leistung radio und fernsehen 13 (1964) H. 11 S. 345—347

[2] Lennartz/Taeger: Transistorschaltungstechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin 1963

[3] Otto/Müller: Flächentransistoren. VEB Verlag Technik, Berlin 1960

Drei einfache bewährte Schaltungen der Elektroakustik

Ing. EDMUND KÖNIG

In [1] wurde abschließend darauf hingewiesen, daß als Ergänzung zum Kondensatormikrofon über den Aufbau des Stromversorgungsteils, der ersten Verstärkerstufe sowie über ein Mischpult in einem besonderen Beitrag berichtet werden soll. Wenn das noch nicht erfolgte, so lag das unter anderem in der Annahme, daß an sich derartige Schaltungen bekannt sein dürften und entsprechende Literatur vorliegt. Da aus wiederholten Leseranfragen allerdings hervorgeht, daß die angekündigten Beiträge doch noch erwünscht sind, soll nunmehr, wenn auch etwas verspätet, die Veröffentlichung dieser Beiträge erfolgen.

D. Red.

Erste Verstärkerstufe für Kondensatormikrofone

Die Schaltung der ersten Verstärkerstufe für ein Kondensatormikrofon zeigt Bild 1. Sie ist sehr einfach aufgebaut. Sehr wesentlich ist nur, daß die Spannungen mit den angegebenen Werten übereinstimmen. Das gilt vor allem für die Vorspannung des Mikrofonkondensa-

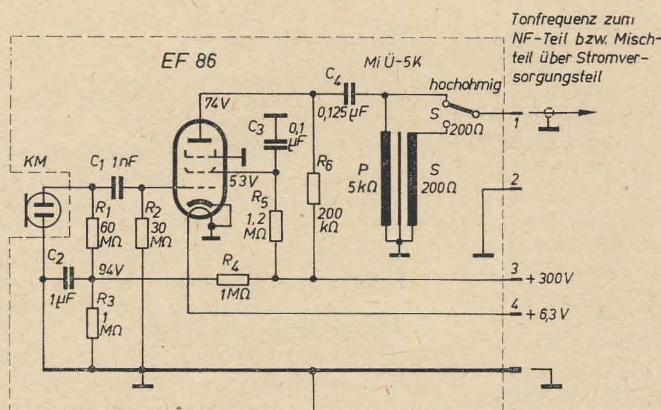


Bild 1: Erste Verstärkerstufe

tors (KM) an Punkt R_1/R_4. Die Höchstohmwiderstände R_1 und R_2 können unbedenklich auf 100 MΩ erhöht werden, sollen aber nicht unter 30 MΩ liegen. Die EF 86 ist, um die Eingangsbrummspannung so klein wie möglich zu halten, gleichstromgeheizt. Der Kondensator C_4 bildet mit der Primärseite des Ausgangsübertragers Mi Ü-5 K vom VEB Funkwerk Leipzig einen Resonanzkreis für die tieferen Frequenzen. Der Frequenzbereich beträgt 40 Hz bis 20 kHz. Mittels des Umschalters S kann die Tonfrequenz hochohmig oder mit 200 Ω abgegriffen werden. Es ist also nur ein dreipoliges abgeschirmtes Kabel nötig. Die Abschirmung ist die vierte Leitung. Sollte ein dreipoliges abgeschirmtes Kabel nicht zur Verfügung stehen, genügt es auch, nur die Tonfrequenz abzuschirmen [1]. Alle drei Leitungen überzieht man dann zweckmäßig mit PVC-Schlauch passenden Durchmessers. Bei hochohmigem Ausgang sollte die Kabellänge nicht mehr als 10 m betragen, niederohmig dagegen unbedenklich bis etwa 100 m. Alle Masseanschlüsse sind an die Mitte der EF 86 zu führen. Damit die Leitung vom Mikrofon über C_1 so kurz wie möglich zum Steuergitter geführt werden kann, ist die EF 86, deren Sockel aus Frequenta bestehen soll, auf den Kopf zu stellen. Für die Röhrenheizung wird 6,3 V Gleichspannung verwendet.

Welche äußere Gestaltung man wählt, bleibt ganz dem persönlichen Geschmack überlassen. In der Regel wird man einen nicht zu kleinen Rohraufbau von etwa 35 ··· 40 mm Durchmesser und einer Länge von 120 ··· 150 mm vorziehen [1] [2]. Den Umschalter baut man so ein, daß er mit einem Schraubenzieher von außen bedient werden kann.

Das Gehäuse muß den gesamten inneren Aufbau umfassen, an Masse liegen und somit gut abschirmen. Zum Kabelanschluß eignen sich Diodenstecker. Bringt man darüber hinaus an passender Stelle ein Fotokugelgelenk an, dann läßt sich das Mikrofon in jede beliebige Stellung richten.

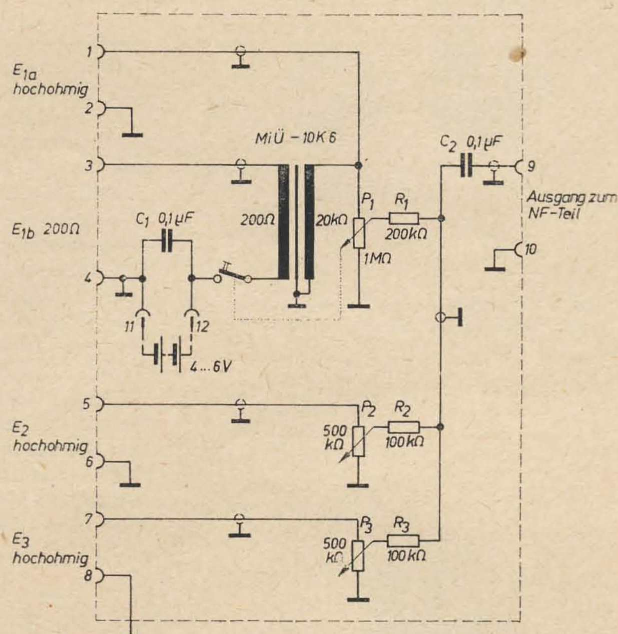


Bild 3: Mischpult

Stromversorgungsteil für das Kondensatormikrofon

Die Schaltung dieses Teiles zeigt Bild 2. Die Abmessungen betragen etwa 10 × 13 × 18 cm. Das Gehäuse ist aus 1-mm-Alublech angefertigt und dient wiederum als Abschirmung. Herausgeführt sind der Ein-/Ausschalter, eine Kontrollampe, die Diodendose für die Kabelanschlüsse und zwei Buchsen für die Weiterführung der Tonfrequenz.

Bringt man noch je eine weitere Buchse für die Anodenspannung und eine Buchse für die 6,3-V-Spannung an, kann man diesen Stromversorgungsteil auch für andere Zwecke mitbenutzen. Ist keine weitere 4- oder 6,3-V-Wicklung für eine Kontrollampe (KL) vorhanden, legt man einfach eine entsprechende Glimmlampe in die 220-V-Leitung. Die Größen der Niedervolt-Elkos für die Gleichstromheizung C_4, C_5 und C_6 sind Mindestgrößen. Die

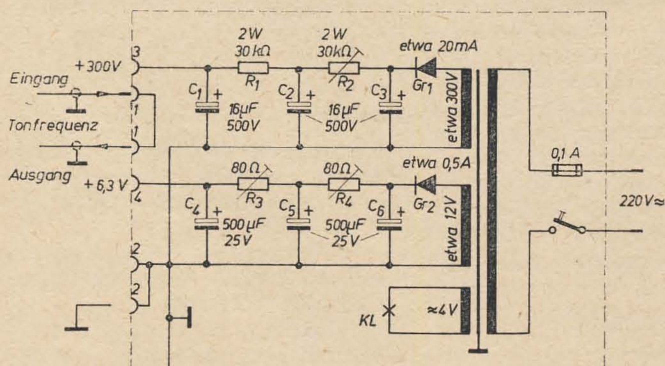
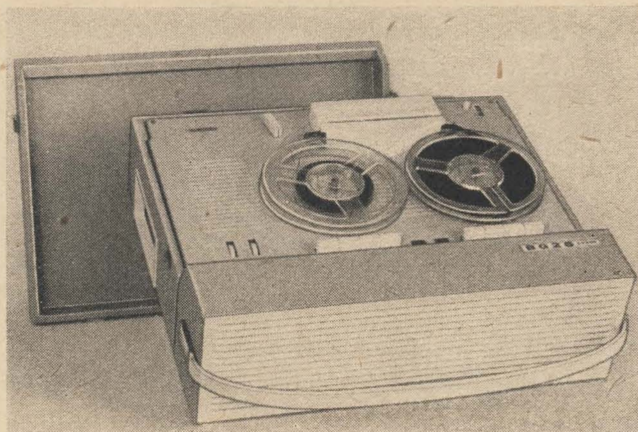


Bild 2: Stromversorgungsteil

Heimbandgerät

BG 26-Luxus



Um den vielfachen Wünschen nach einem tragbaren Heimbandgerät mit guten akustischen Eigenschaften zu entsprechen, wurde vom VEB Meßgerätewerk Zwönitz das Heimbandgerät BG 26-Luxus für den anspruchsvollen Tonbandamateur geschaffen. Es stellt eine Variante des Gerätes BG 26-1 dar und weist neben einigen Neuerungen alle bekannten

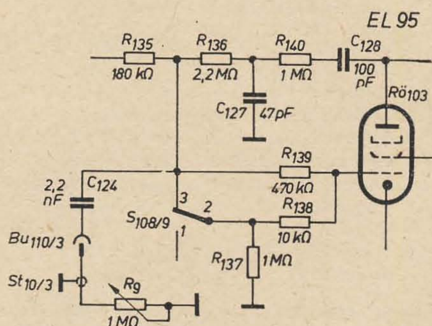


Bild 1: Endstufe des BG 26-Luxus

Vorzüge dieses Gerätes auf. Das BG 26-1 war jedoch als Tischgerät nur in Verbindung mit einem Heimrundfunkempfänger in der Lage, seine günstigen elektro-akustischen Daten wiederzugeben. Der eingebaute Lautsprecher konnte hier nur die Funktion eines Kontrolllautsprechers übernehmen.

Das BG 26-Luxus gestattet nun auch unabhängig von einer zusätzlichen Übertragungsanlage eine gute und leistungsstarke Wiedergabe, die allen akustischen Anforderungen gerecht wird.

Um an seinem Standplatz die moderne Form des Koffers voll zur Geltung zu bringen, wurde der Kofferdeckel und der Tragegriff abnehmbar ausgeführt. Durch Eindrücken eines Sicherungsstiftes an der Unterseite des Griffhalters, läßt sich der Deckel des Griffhalters zurückschieben und der Tragegriff aus seiner Einrastung herausnehmen.

Für die Unterbringung des Zubehörs ist an der Unterseite des Gerätes ein Kabelfach eingesetzt, das sich mittels eines Schiebers öffnen bzw. schließen läßt.

Für die hochwertige Wiedergabequalität sorgen zwei an der Frontseite befestigte 2-W-Breitbandovallautsprecher. Aus Gründen der veränderten akustischen Eigenschaften eines Holzgehäuses wurde an der Endstufe des BG 26-Luxus eine Schaltänderung der Gegenkopplung vorgenommen (Bild 1).

Technische Daten

Netzanschlußspannung: 110 V, 127 V, 220 V, 50 Hz
Leistungsaufnahme: 35 W bei 220 V
Eingänge:
Mikrofoneingang ≦ 5 mV an 470 kΩ
Rundfunkeingang ≦ 5 mV an 47 kΩ
Tonabnehmereingang ≦ 200 mV an 2,2 MΩ
Ausgangsspannung: ≧ 0,775 V an 22 kΩ
Ausgänge:
für Lautsprecher ≧ 1,5 W an 2,5 Ω
für Kleinsthörer 1 mW
eingebaute Lautsprecher:
2 Ovallautsprecher je 2 W
Frequenzbereich: bei 9,5 cm/s 50 ··· 12000 Hz
bei 4,75 cm/s 50 ··· 6000 Hz
Fremdspannungsabstand: ≧ 46 dB
Bandgeschwindigkeiten:
4,75 cm/s, 9,5 cm/s, umschaltbar
Bandsorte: CRL-Band
oder gleichwertige Bänder
Spieldauer mit CRL-Band: 4,75 cm/s 2 × 120 min
9,5 cm/s 2 × 60 min
maximale Spulengröße: 150 mm ∅
Umspulzeit: etwa 2 min
Spurlage: internationale Doppelspur
Löschung und Vormagnetisierung
mit Hochfrequenz: etwa 70 kHz
Bandanzeige: dekadisches Zählwerk
Frequenzmodulation: bei 9,5 cm/s ≦ 0,4%
bei 4,75 cm/s ≦ 0,6%
(linear gemessen)
Bedienung: Drucktastensteuerung
Tricktaste
Klangregelung:
auf Leistungsausgang bzw. eingebaute Lautsprecher wirksam
Bandendabschaltung
Mithörmöglichkeit bei Aufnahme:
wahlweise mit eingebauten Lautsprechern oder mit Kleinsthörer KNO 4
Röhrenbestückung:
EF 86, ECC 83, EL 95, EM 84
Aussteuerungskontrolle:
durch Magisches Band (EM 84)
Schmelzeinsätze:
Si 201 1 A für 110 V und 127 V
0,4 A für 220 V
Si 202 0,1 A
Si 203 0,4 A; Si 204 1,6 A
Masse: etwa 11,5 kg
Abmessungen: 421 × 366 × 147 mm

Kosmehl

Werte können unbedenklich auch höher liegen. Sehr wesentlich ist, daß sowohl die Anodenspannung als auch die 6,3-V-Gleichstromheizung mittels der Vorwiderstände R_2 und R_4 einmalig unter Belastung abgeglichen werden.

Dreiteiliges röhrenloses Mischpult

Das Schaltbild des dreiteiligen röhrenlosen Mischpultes zeigt Bild 3. Die äußeren Abmessungen betragen etwa 8 × 10 × 16 cm. Das pultförmige Gehäuse ist wiederum zur völligen Abschirmung allseitig aus 1,5 mm starkem Alublech gebogen. Das Mischpult ist so ausgelegt, daß an die drei bzw. vier Eingänge Tonfrequenzquellen mit annähernd gleichen Spannungen angelegt und beliebig gemischt werden können. Auf einen besonderen Summenregler wurde verzichtet, da im Niederfrequenzverstärkerteil normalerweise ein solcher bereits vorhanden ist. Damit auch ein Kristallmikrofon optimal angeschlossen werden kann, ist der Lautstärkeregler von Eingang E_{1a} mit 1 MΩ bemessen. Trotzdem wird hier je nach nachgeschaltetem Verstärker die Lautstärke nicht immer ausreichen. Meist wird, wenn mit Kristallmikrofonen gearbeitet wird, ein entsprechender Vorverstärker schon vorhanden sein. In diesem Fall geht man über den Vorverstärker an das Mischpult. Sollen etwa mehrere Kristallmikrofone gemischt werden, wird man den Vorverstärker dem Mischpult nachschalten.

An den Eingang E_{1b} kann zunächst einmal das Kondensatormikrofon niederohmig angeschlossen werden. Da aber auch heute noch gern mit Kohlemikrofonen, ja sogar wegen der großen Lautstärke mit einfachen Postkapseln gearbeitet wird, ist für diese Mikrofone ein Batterieanschluß über die Buchsen 11 und 12 vorgesehen. Die Batterie wird mit dem Potentiometer P_1, das mit einem Schalter kombiniert ist, eingeschaltet. Bei Kondensatormikrofonbetrieb entfällt die Batterie. Der Kondensator C_1 erübrigt in diesem Falle ein Kurzschließen der Buchsen 11 und 12. Obwohl das Mischpult durch das Alugehäuse gut abgeschirmt ist, empfiehlt es sich, die Leitungen kurz zu führen und besonders kritische Leitungen gesondert abzuschirmen und an Masse zu legen.

Literatur

[1] König, E.: Selbstbau einer Kondensatormikrofonkapsel. radio und fernsehen 10 (1961) H. 17 S. 550—551

[2] König, E.: Selbstbau eines Kondensatormikrofons mit Zellulose-Goldmembrane. radio und fernsehen 5 (1956) H. 8 S. 236—238

[3] König, E.: Die Technik des Schneidens von Tonfolien. radio und fernsehen 12 (1963) H. 12 S. 438—441

Halbleiterkühlelemente aus der DDR-Fertigung

Die nachfolgende Tabelle gibt einen Überblick über die z. Z. in der DDR zur Verfügung stehenden Elemente (Entwicklung und Fertigung: II. Physikalisches Institut der Universität Halle im Auftrage des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O.; Verkauf nur über das HFO). Es sind zwei Bauformen in jeweils zwei Kontaktausführungen abgestuft nach Effektivitäts- und Widerstandsbereichen.

Nähere Ausführungen gibt der Beitrag Dr. Stecker, K.: Thermoelektrische Kühlung. radio und fernsehen 13 (1964) H. 16 S. 455

runde Bauform Durchmesser 7 mm Länge (4,0° ± 0,05) mm			quadratische Bauform Querschnitt 3,2 × 3,2 mm² Länge (4,0° ± 0,05) mm			spez. Widerstand ϱ in $10^{-3}\ \Omega$ cm	Effektivität z in 10^{-3} grd^{-1}
Kontaktflächen mit Weichlot LSn 60 überzogen	Kontaktflächen mit Speziallot überzogen	maximale Betriebsstromstärke in A	Kontaktflächen mit Weichlot LSn 60 überzogen	Kontaktflächen mit Speziallot überzogen	maximale Betriebsstromstärke in A		
HC 511	HS 511	60 ··· 90	HC 111	HS 111	16 ··· 24	0,50 ··· 0,65	
HC 512	HS 512	50 ··· 70	HC 112	HS 112	13 ··· 19	0,65 ··· 0,85	
HC 513	HS 513	45 ··· 60	HC 113	HS 113	12 ··· 16	0,85 ··· 1,10	2,7 ··· 3,0
HC 514	HS 514	35 ··· 50	HC 114	HS 114	9 ··· 13	1,10 ··· 1,50	
HC 515	HS 515	25 ··· 40	HC 115	HS 115	7 ··· 11	1,50 ··· 2,00	
HC 521	HS 521	60 ··· 90	HC 121	HS 121	16 ··· 24	0,50 ··· 0,65	
HC 522	HS 522	50 ··· 70	HC 122	HS 122	13 ··· 19	0,65 ··· 0,85	
HC 523	HS 523	45 ··· 60	HC 123	HS 123	12 ··· 16	0,85 ··· 1,10	2,4 ··· 2,7
HC 524	HS 524	35 ··· 50	HC 124	HS 124	9 ··· 13	1,10 ··· 1,50	
HC 525	HS 525	25 ··· 40	HC 125	HS 125	7 ··· 11	1,50 ··· 2,00	
HC 531	HS 531	60 ··· 90	HC 131	HS 131	16 ··· 24	0,50 ··· 0,65	
HC 532	HS 532	50 ··· 70	HC 132	HS 132	13 ··· 19	0,65 ··· 0,85	
HC 533	HS 533	45 ··· 60	HC 133	HS 133	12 ··· 16	0,85 ··· 1,10	2,0 ··· 2,4
HC 534	HS 534	35 ··· 50	HC 134	HS 134	9 ··· 13	1,10 ··· 1,50	
HC 535	HS 535	25 ··· 40	HC 135	HS 135	7 ··· 11	1,50 ··· 2,00	

Aus

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 10 (1964)

Einseitenbandschiffssender 500 W FGS 200 des VEB Funkwerk Köpenick

Hydroakustische Ortungstechnik für die Hochseefischerei

100-W-Grenzwellen-Funksprechgerät FGS 60 und FGS 460

Der internationale Seefunksprechverkehr im 2-m-Band

Ein digitales Bausteinsystem in Kompaktbauweise (Erweiterung)

Das digitale Kompaktbausteinsystem des VEB Funkwerk Dresden, das zur Realisierung logischer und anderer Funktionen der Digitaltechnik entwickelt wurde, findet durch die Neuentwicklung der Bausteine Multivibrator astabil, Übertrager und Schmitt-Trigger weitere Anwendungsmöglichkeiten. Außerdem wurde eine elektronisch stabilisierte Stromversorgung für die Betriebsspannungen —12 V und +3 V geschaffen.

Über einige Anwendungen von Kompaktbausteinen

Einige Arten der Zusammenschaltung von Kompaktbausteinen des VEB Funkwerk Dresden werden beschrieben. Die vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten des bistabilen Multivibrators werden bei seinem Einsatz im Dualzähler beider Zählrichtungen, im Schieberegister und im Verschlüßler gezeigt. Der Multivibrator arbeitet in Verbindung mit dem Impulsator TA, mit Negatoren und Und- bzw. Oder-Toren.

Besonderheiten des transistorisierten Wienbrücken-Generators als Zeitnormal

Zeitgeber für Zeitschritte von 10^{-2} bis 10^{-4} min erfordern Generatoren für relativ niedrige Frequenzen. In der Arbeit wird untersucht, bis zu welcher unteren Frequenzgrenze und mit welchem Aufwand ein transistorisierter Wienbrücken-Generator mit einem mittleren Frequenzfehler von 10^{-2} bis 10^{-3} realisiert werden kann. Der Einfluß von Umgebungstemperatur und Betriebsspannung wird untersucht und die maximal erreichbare Frequenzstabilität abgeschätzt.

Filterkatalog Blatt 7

Rundfunkmechaniker verh., mit FS-Zusatzprüfung u. Fahrerl., sucht für sofort oder später neuen Wirkungskr. Angeb. unt. 68636 an Dewag, Dresden N 6

Auch Kleinanzeigen haben große Wirkung!

Lautsprecher-Reparaturen
aufmagnetisieren – spritzen
sauber · schnell · preiswert
Mechanische Werkstatt
Alfred Pötz, Arnstadt/Thür.
Friedrichstr. 2, Telefon 2673



VEB MESSELEKTRONIK BERLIN
BERLIN O 112, NEUE BAHNHOFSTRASSE 9–10

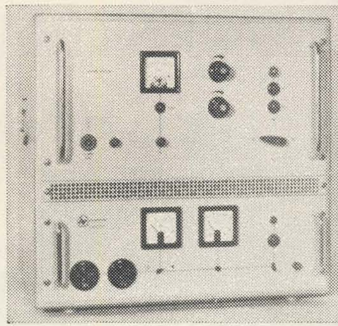
liefert elektronische Meßgeräte für Nieder-, Hoch- und Höchst-Frequenztechnik. Bewährte Spezialisten stehen zu Ihrer Beratung bereit.



PGH
„FUNKTECHNIK"
Dresden N 6, Obergraben 6
Fernruf: 5 30 74

Lautsprecher-Spezialwerkstatt
Reparaturen aller Fabrikate und Typen bis 40 W

NG f. SEV
K 14 FS 50



Technische Daten:

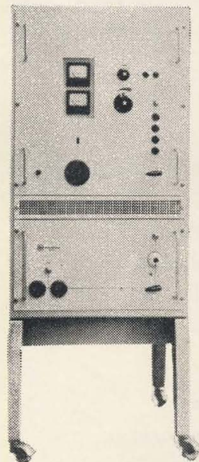
Ausgangsgleichspannung + an Masse
in 7 Stufen und in den Stufen stetig und überlappend einstellbar

Belastbarkeit: 1 μs 300 mA bei einer Impulsfolge von 10 μs
Dauerlast 30 mA

Stabilität: Konstanz der Ausgangsspannung ± 0,01 %
bei Netzspannungsänderungen ± 10 %
und Belastungsänderungen 0 ··· 30 mA

Restwelligkeit + an Masse 4 mV_{eff}

NG f. Klystron
5 KV / 50 mA



Technische Daten:

Anodenspannung: 500 ··· 5000 V

Belastbarkeit: 0 ··· 50 mA

Stabilität:
Bei Belastungsänderungen zwischen 0 und 50 mA nicht größer als ± 0,2 %
Bei Netzspannungsänderungen ±10 % nicht größer als ±0,05 %

Restwelligkeit: 10 mV

Meßinstrumente: Für Spannung und Strom

Netzanschluß 220 V, 50 Hz, Schutzkontakt

Qualität nach Maß!

Nicht immer werden Serienerzeugnisse den Anforderungen in Spezialgebieten gerecht. Für Ihre speziellen Aufgaben entwickelt und fertigt

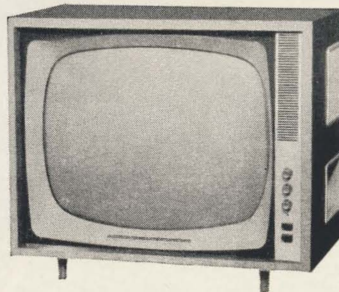
statron, Abteilung Sonderbau

Geräte entsprechend Ihren Anforderungen und Wünschen. Wenden Sie sich auch mit den ausgefallenen Wünschen an uns. Ein Kollektiv gut eingearbeiteter Techniker und Ingenieure wird auch Ihr Problem zur vollen Zufriedenheit lösen.

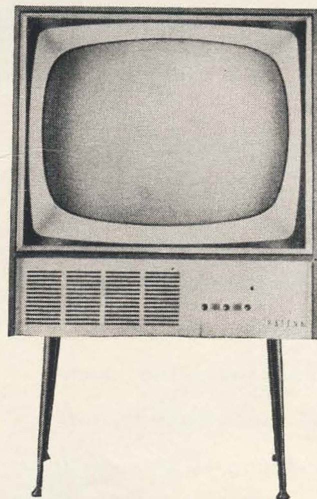


statron

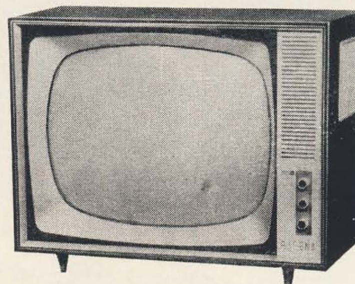
PRODUKTIONSGENOSSENSCHAFT DES HANDWERKS
FÜRSTENWALDE/SPREE, EHRENFRIED-JOPP-STR. 59



STADION 2



TURNIER 116



TURNIER 16

RAFENA

R·F·T

Rafena-Fernsehgeräte in Großserien von technisch-qualifizierten Mitarbeitern und namhaften Fachkräften für Formgestaltung geschaffen, entsprechen dem neuesten Stand der Technik und werden höchsten Ansprüchen gerecht

VEB RAFENA WERKE RADEBERG

ZEICHNUNGEN UND DARSTELLUNGEN IN DER ELEKTROTECHNIK

Hildebrand **Markert**

Etwa 460 S., 334 Bilder, 222 Taf.

Halbleinen etwa 24,— MDN

Die technische Zeichnung ist das wichtigste Verständigungsmittel zwischen dem Entwicklungsingenieur, Konstrukteur und den Produktionsabteilungen. Die zeichnerische Ideen- und Gedankenvermittlung des Elektrotechnikers weicht von den zeichnerischen Darstellungen, wie sie im allgemeinen Maschinenbau usw. üblich sind, erheblich ab. Deshalb sind besondere und gründliche Kenntnisse über die Vielzahl der Schaltzeichen und Symbole, die heute alle standardisiert sind und in den zum Teil sehr umfangreichen und komplizierten Bauschaltplänen, Stromlauf- und Wirkschaltplänen usw. vorkommen, unbedingt erforderlich. Nicht nur der Elektrotechniker, sondern auch der Geräte- und Maschinenbauer muß heute in der Lage sein, derartige Schaltpläne entwickeln, lesen und danach arbeiten zu können. Das vorliegende Lehr- und Nachschlagebuch vermittelt in sehr anschaulicher und leicht verständlicher Weise diese Kenntnisse: Sie befähigen den Leser, Schaltpläne und Schaltbilder selbst zu entwikkeln, anzufertigen und danach zu arbeiten. Nach einer kurzen Einführung in die Grundlagen des technischen Zeichnens werden die Schaltzeichen und Symbole erläutert und ihre Bedeutung erklärt. Anschließend werden Teilschaltpläne entwickelt, um dann darauf aufbauend das Entwickeln und standardgerechte Zeichnen von umfangreicheren und komplizierteren Gesamtschaltplänen zu erlernen.
Eine Zusammenfassung der z. Z. gültigen DDR-Standards über das technische Zeichnen schließt dieses Lehrbuch ab.

Das technische Zeichnen im elektrischen Geräte- und Maschinenbau
Die Aufgabe der technischen Zeichnung
Blattgrößen und Vordrucke
Faltungen/Schrift/Linien · Maßstäbe/Darstellungsarten
Handhabung der rechtwinkligen Parallelprojektion
Mittellinien/Schnitte/Zweck
Bezeichnungen auf Schaltplänen
Übersichtsschaltplan · Wirkschaltplan · Stromlaufplan
Bauschaltplan · Installationsplan

Grafische Darstellung
Allgemeines/Darstellungsarten
Schaltungskurzzeichen/Schaltteilkurzzeichen
Schaltpläne/Stromlaufplan · Übersichtsschaltplan
Bauschaltplan/Gruppenverbindungsplan
und Mischungsplan

Das technische Zeichnen in der Starkstromtechnik
Einleitung/Schaltzeichen
Arten der Schaltpläne/Sinnbildliche Darstellungen
Spezielle Darstellungen · Maße und Maßeintragungen
Toleranzangaben · Oberflächenangaben
Zusätzliche Angaben/Zeichnungsunterlagen
Stücklisten · Zeichnungsbeispiele

Das technische Zeichnen in der Schwachstromtechnik
Schaltzeichen/Zeichnungsregeln
Beispiele/Anhang/Standards/Sachwörterverzeichnis



VEB VERLAG TECHNIK

33103